

L'ONDE

ÉLECTRIQUE

36^e ANNÉE - N° 351

J U I N 1 9 5 6

PRIX : 300 FRANCS

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS - 6^e



Mono-cristaux de silicium : diodes et transistors de la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON

DANS CE NUMÉRO
Phénomènes magnéto-optiques en hyperfréquences, J. BENOIT — Structure des ferrites et conditions de leur résonance, J. SUCHET — Equipement de radiocommunications à B.C.U., M. DELVAUX & M. BYK — Trésorimètre de précision, J. BOULIN — Normalisation des équipements de télévision, L. GOUSOT.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

Vol. XXXVI

JUIN 1956

N° 351

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e. — C.C.P. Paris 53-35

Abonnements 1 an : France : 3.000 F ; Etranger : 3.300 F — Prix de ce N° : 300 F

Exclusivité de la Publicité : M. R. DOMENACH, 161, bd Saint-Germain, PARIS-6^e, Tél. LIT. 79-53

SOMMAIRE

	Pages
Introduction à l'étude des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites dans le domaine des hyperfréquences	499
J. BENOTT	
Relations entre la structure des ferrites et les conditions de leur résonance dans les guides d'ondes. Guides unidirectionnels	508
J. SUCHET	
Les équipements de radiocommunications à bande latérale unique	520
J.-L. DELVAUX et M. BYK	
Un fréquencemètre de précision réalisé au Centre de Mesure de Noiseau	532
J. BOULIN	
La normalisation des équipements de télévision à la Radiodiffusion-télévision française	541
L. GOUSSOT	
Vie de la Société	551
Documentation technique	558

Sur notre couverture :

- Monocristaux de silicium.
- Diodes à pointes subminiatures à enveloppe verre.
- Diodes à jonction, transistors au silicium.

Compagnie Française Thomson-Houston, Département semi-conducteurs,
29 bis, rue de Cronstadt, Paris-15^e — Tél. LEC. 27-29

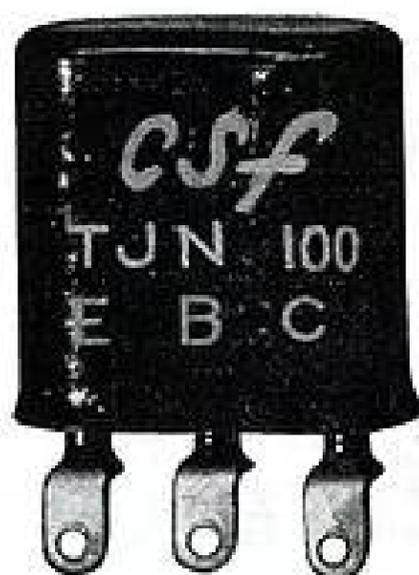
Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Électrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine). — Tél. ALÉSIA 04-16 — C.C.P. Paris 697-38

les nouvelles TRIODES DE PUISSANCE AU GERMANIUM

TJN 100



étendent
le champ d'application des
transistors

- SONORISATION
- TÉLÉCOMMANDE
- CONVERTISSEUR DE COURANT

DOMAINE DE PUISSANCE DE
QUELQUES WATTS A PLUSIEURS
DIZAINES DE WATTS

PUBL. RAFT

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F.
79, BOULEVARD HAUSSMANN
PARIS - 8^e - ANJOU 84-60

INTRODUCTION A L'ÉTUDE DES PHÉNOMÈNES MAGNÉTO-OPTIQUES DANS LES FERRITES DANS LE DOMAINE DES HYPERFRÉQUENCES⁽¹⁾

PAR

J. BENOIT

Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble

I. Origines physiques des phénomènes.

Depuis environ 1948, on voit se développer de nouvelles recherches ayant trait aux phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites où règnent simultanément un champ électromagnétique en hyperfréquences et un champ magnétique statique H_0 . Selon que le champ H_0 est parallèle ou transversal à la direction de propagation du champ hyperfréquence, on observe deux effets différents, l'un analogue à la polarisation rotatoire magnétique de l'optique (effet Faraday), l'autre analogue à la biréfringence magnétique (effet Cotton-Mouton). Ces phénomènes sont, comme nous allons le voir, en étroite relation avec la résonance ferromagnétique du ferrite.

RÉSONANCE FERROMAGNÉTIQUE.

Ce phénomène peut s'interpréter à partir d'un modèle de mécanique classique. A l'intérieur d'un domaine magnétique, les électrons des atomes, en rotation sur eux-mêmes, ont un moment cinétique \vec{J} et un moment magnétique \vec{m} opposés, liés par la relation :

$$\vec{m} = \gamma \vec{J} \text{ où } \gamma = \frac{g}{2} \cdot \frac{e}{m} \cdot \mu_0 = -1,105 \cdot 10^8 g \frac{m}{\text{A} \cdot \text{s}}$$

g est appelé facteur de Landé et γ rapport gyro-magnétique ; pour un spin électronique, g vaut théoriquement + 2 et γ est donc négatif.

(1) Communication présentée à la 5^e section de la Société des Radio-électriciens le 23 mai 1955.

Dans un domaine, tous les moments des « spins » électroniques ont des positions d'équilibre parallèles ; il en est de même dans toute la masse du matériau si celui-ci est aimanté à saturation.

Si dans un tel milieu, supposé illimité, on écarte les spins de leur position d'équilibre par action d'un champ magnétique statique \vec{H}_0 , ils ne s'aligneront pas directement avec le champ H_0 , mais,

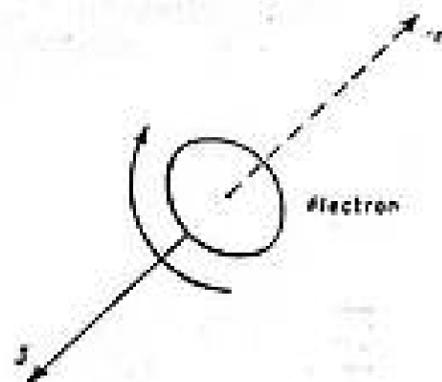


FIG. 1

à la façon des gyroscopes, ils précessionneront autour de H_0 à une fréquence dite de Larmor $\omega_0 = |\gamma| \cdot H_0$ (soit 2 800 MHz pour 1 000 oersteds) et dans un sens

qui ne dépend que du sens de \vec{H}_0 (celui des aiguilles d'une montre pour un observateur qui regarde dans

le sens du vecteur \vec{H}_0). En l'absence d'amortissement, cette précession durerait indéfiniment, mais elle est en réalité amortie et les spins s'alignent sur \vec{H}_0 en à peu près 10^{-8} secondes.

Supposons maintenant qu'on superpose au champ statique \vec{H}_0 un champ magnétique alternatif \vec{h}



les problèmes

CHOCs et VIBRATIONS

résolus

PAR L'ADOPTION DES TUBES ÉLECTRONIQUES §

SÉRIE "SÉCURITÉ" DE LA RADIOTECHNIQUE

TUBES SUBMINIATURES A CHAUFFAGE INDIRECT ($V_f=6,3 V$)

■ Service intermittent: 2.500 cycles ■ Résistance aux vibrations: accélération 2,5 g pendant 96 h. ■ Résistance aux chocs: max. 450 g ■ Essais de durée: 500 h. à 175° C

5636 : Pentode VHF/UHF à deux grilles de commande... $S_{g1a}=3,2 - S_{g3a}=0,5 \text{ mA/V}$

5639 : Pentode vidéo à grande pente... $P_s = 1W - S = 9 \text{ mA/V}$

5718 : Triode oscillatrice et amplificatrice pour VHF/UHF $P_s \geq 0,6 W$ à 500 MHz

5719 : Triode à grand coefficient d'amplification... $K = 70$

5840 : Pentode VHF/UHF à faible recul de grille... $S=5 \text{ mA/V}$ (prototype 6 AK 5)

5899 : Pentode VHF/UHF à pente réglable... $S = 4,5 \text{ mA/V}$

5902 : Pentode amplificatrice de puissance B.F. ... $P_s = 1W$

6205 : Identique à 5840 sauf connexion G_3 sortie sur culot

6206 : Identique à 5899 sauf connexion G_3 sortie sur culot



S. A. LA RADIOTECHNIQUE - Division Tubes Electroniques
SERVICES COMMERCIAUX : 130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS (XI^e)
Usines et Laboratoires : CHARTRES et SURESNES



perpendiculaire à \vec{H}_0 . Ce champ \vec{h} va écarter les spins de leur position d'équilibre et provoquer leur précession. En effet si \vec{h} est polarisé rectilignement, on peut le décomposer en deux vibrations circulaires inverses ; on conçoit que celle des deux qui tourne dans le sens de la précession possible des spins puisse provoquer et entretenir cette précession si la fréquence du champ tournant est égale à celle de précession ; ce couplage entre l'un des champs tournants et les spins se traduit naturellement par un affaiblissement de l'onde électromagnétique.

Tel est le phénomène de *résonance ferromagnétique*. Notons que le champ statique qui commande la fréquence de résonance est le *champ statique interne* donc la résultante du champ statique appliqué, du champ d'anisotropie cristalline et du champ démagnétisant (qui dépend de la forme de l'échantillon). La formule donnant ω_0 peut donc avoir un aspect différent de celui donné plus haut qui est valable seulement pour un milieu indéfini ; de plus, par suite de particularités de structure du ferrite, γ peut avoir une valeur effective γ_{eff} différente de sa valeur théorique la plus simple.

PERMÉABILITÉ MAGNÉTIQUE DANS UN MILIEU GYROMAGNÉTIQUE INDÉFINI SOUMIS A UN CHAMP ALTERNATIF \vec{h} :

On donne le nom de milieu gyromagnétique au matériau magnétique soumis à un champ magnétique interne \vec{H}_0 statique. Soit \vec{M}_0 l'aimantation due à ce champ.

Superposons un champ alternatif \vec{h} à \vec{H}_0 et supposons $|h| \ll |H_0|$; le vecteur aimantation devient $\vec{M} = \vec{M}_0 + \vec{m}$ et le champ magnétique : $\vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{h}$, dans lesquels les lettres minuscules désignent les composantes alternatives. De l'équation du mouvement :

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = \gamma \vec{M} \wedge \vec{H},$$

Polder [1] a déduit en 1949 que le vecteur induction variable $\vec{b} = \mu_0 \vec{h} + \vec{m}$ a pour composantes (l'axe des z étant pris parallèle à \vec{H}_0) :

$$\begin{aligned} b_x &= \mu_1 h_x - j \mu_2 h_y \\ b_y &= j \mu_2 h_x + \mu_1 h_y \\ b_z &= \mu_0 h_z \end{aligned}$$

La perméabilité magnétique apparaît donc, dans un milieu gyromagnétique, comme une grandeur tensorielle.

Toujours d'après Polder, on a :

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \mu_0 + \frac{\gamma^2 M_0 H_0}{\gamma^2 H_0^2 - \omega^2} \\ \mu_2 &= \frac{\omega \gamma M_0}{\gamma^2 H_0^2 - \omega^2} \end{aligned}$$

Ces relations montrent que, à la fréquence de résonance ferromagnétique, il va se produire des anomalies dans les propriétés magnétiques du matériau.

Hogan [2] en 1952 a introduit un couple d'amortissement dans l'équation du mouvement du vecteur \vec{M} ce qui l'a conduit à des expressions complexes de μ_1 et μ_2 : $\mu_1 = \mu'_1 - j\mu''_1$ et $\mu_2 = \mu'_2 - j\mu''_2$, permettant d'expliquer les pertes magnétiques qui apparaissent au moment de la résonance. Par ailleurs Rado [3] a montré que ces théories, élaborées pour le cas du matériau aimanté à saturation, sont aussi valables lorsque : $H_0 \ll \frac{\omega}{|\gamma|}$ et $M_0 \ll \frac{\mu_0 \omega}{|\gamma|}$ (restrictions qui entraînent d'ailleurs que $\mu_1 \simeq \mu_0$ et $\mu_2 \ll \mu_0$).

PROPAGATION D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE PARALLÈLEMENT AU CHAMP MAGNÉTIQUE STATIQUE : EFFET FARADAY.

Grâce aux théories précédentes il est dès lors possible d'appliquer les équations de Maxwell dans un milieu gyromagnétique indéfini en se servant des expressions de μ_1 et μ_2 à l'échelle macroscopique.

Pour une propagation parallèle au champ \vec{H}_0 statique, on trouve deux ondes planes fondamentales possibles : une composante dite *positive* polarisée circulairement dans le sens du courant magnétisant créant le champ statique appliqué ; l'autre, dite *composante négative*, est polarisée en sens inverse. Leurs constantes de propagation sont respectivement :

$$\Gamma_+ = j\omega \sqrt{\varepsilon (\mu_1 - \mu_2)} = \alpha_+ + j\beta_+$$

$$\text{et } \Gamma_- = j\omega \sqrt{\varepsilon (\mu_1 + \mu_2)} = \alpha_- + j\beta_-$$

où ε est la permittivité absolue du milieu (éventuellement complexe comme μ_1 et μ_2). On a donc deux *perméabilités effectives complexes* :

$$\begin{aligned} \mu_+ &= \mu'_+ - j\mu''_+ = \mu_1 - \mu_2 \\ \text{et } \mu_- &= \mu'_- - j\mu''_- = \mu_1 + \mu_2 \end{aligned}$$

Dans le cas simple où il n'y aurait pas de pertes magnétiques :

$$\mu_+ = \mu_0 + \frac{\gamma M_0}{\gamma H_0 + \omega} \text{ et } \mu_- = \mu_0 + \frac{\gamma M_0}{\gamma H_0 - \omega}$$



VOLTMÈTRE, AMPÈREMÈTRES,
WATTMÈTRE pour C.C. et C.A.,
Etalons. Précision 0.1 % mod. 5
et 326.

PILE-ETALON, F.E.M. exacte à 0.01 %
ETALONS portables, précision 0.25 % C.C. et
C.A. Voltmètres, Ampèremètres, Wattmètres.
Appareils portatifs de précision 0.5 % et
1 % pour mesures en C.C. et C.A. Volt-
mètres, Ampèremètres, Wattmètres, phase-
mètres, fréquencemètres, etc.

TRANSFORMATEURS d'intensité et de
potentiel de précision.

THERMOCOUPLES de 1.5 milliamp.
jusqu'à 50 ampères.

VU-mètres normalisés.

RELAIS ULTRA SENSIBLES (depuis 0.5 pA).

NOTICES DÉTAILLÉES POUR CHAQUE CATÉGORIE D'APPAREILS SUR DEMANDE

AMPLIFICATEUR à C.C. "IN-
DUCTRONIC", sans dérive ini-
tiale, grande vitesse de résolution.

TACHYMÈTRES et Génératrices
tachymétriques C.C. et C.A.

THERMOMÈTRES bimétalliques de pré-
cision.

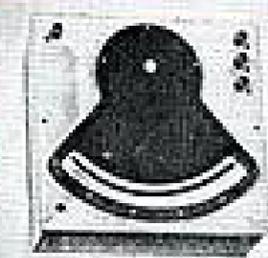
CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES "PHO-
TRONIC", FILTRE "VISCOR" et "COSCOR".

LUXMÈTRES pour valeurs faibles, normales,
et très fortes d'éclairément.

POTENTIOMÈTRES ENREGISTREURS à
une ou plusieurs aiguilles, précision 0.25 %.

MESUREURS D'HUMIDITÉ (grain, bois,
plâtre, café, tabac, etc.)

APPAREILS D'AVIATION. Contrôle des
moteurs, aides à la navigation, etc.

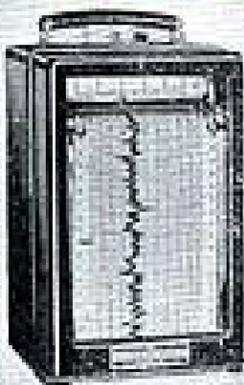


ETS RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIÈRE - PARIS (10^e) * + PRO. 52-03. 04

* AUX U.S.A. RADIOPHON CORP. 509 MADISON AVENUE NEW-YORK

EASTERLINE ANGUS CY INC.



Appareils pour l'enregistrement de
toutes les grandeurs électriques
sur papier.

Ampèremètres dynamiques, enregist.
Voltmètres dynamiques, enregist.
Wattmètres dynamiques, enregist.
Phasemètres enregist.
Fréquencemètres enregist.
KVA et KVAR mètres enregist.

pour ces appareils :
réponse en 1 sec. ; précision 1 %.

Tous les appareils enregistreurs à
cadre mobile. Réponse 0.5 sec ;
précision 1 %.

Enregistreurs MULTIPLUMES pour
enregistrement jusqu'à 40 fonctions
diverses sur la même bande.

Enregistreurs de PRESSION et du
VIDE, de POSITION et de ROTA-
TION.

Tous ces enregistreurs peuvent avoir
l'entraînement du papier par :
MOTEUR d'HORLOGERIE, MOTEUR
ELECTRIQUE, SELSYN ou autre.

NOTICES DÉTAILLÉES SUR DEMANDE



Advance ELECTRONICS CY INC.

PHASEMÈTRE de PRÉCISION :
8 Hz à 100 kHz. Lecture directe.
Précision 0.25 %, type 405.

PHASE DETECTOR : 10 kHz à
15 MHz. Précision 0.1 %, type 205.

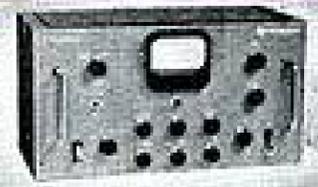
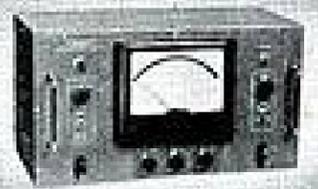
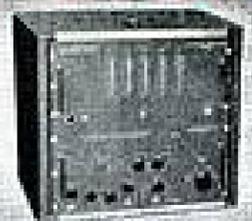
VECTORLYZER : Mesures de PHASE,
de la SOMME ou DIFFÉRENCE des
2 VECTEURS entre 8 Hz et 500 MHz,
type 202.

COMPTEUR DE PHASE pour ULTRA
BF. Utilisation entre 0.00001 Hz et
1000 Hz.

LIGNES A RETARD FIXES, VARIA-
BLES par bonds et à variation continue.
Performances MAXIMA : PRÉCISION
du RETARD 0.5 %, montée : 0.01 pSec ;
CUT-OFF 32 Mc ; type 605-A.

COMPTEURS DÉCIMAUX divers à
plusieurs décades, précision 1 par
100,000.

NOTICES DÉTAILLÉES
SUR DEMANDE



AGENT EXCLUSIF FRANCE ET U. F.
ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIÈRE - PARIS (10^e) * + PRO. 52-03. 04

AGENT EXCLUSIF FRANCE ET U. F.
ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIÈRE - PARIS (10^e) * + PRO. 52-03. 04

et l'on voit immédiatement que puisque γ est négatif, seul μ_+ présente une anomalie à la fréquence de résonance : $\omega = |\gamma| H_0$; en outre, aux champs inférieurs à celui de résonance $\mu_+ < \mu_-$.

Dans le cas général, l'allure théorique de μ_+ est d'ailleurs d'après un calcul de Rowen [4] celle de la figure 2, tracée en prenant H_0 comme variable (la fréquence de travail étant supposée fixée). μ'_+ suit une loi de dispersion et μ''_+ une loi d'absorption. Ces phénomènes n'existent pas pour μ_- qui ne subit aucun accident.

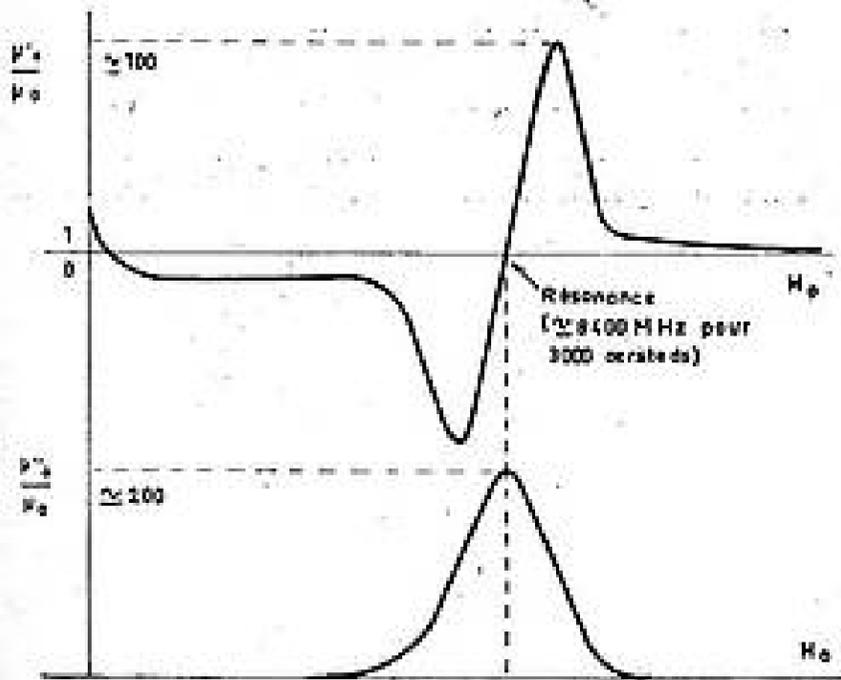


FIG. 2

Voyons alors ce qui arrive à une onde plane polarisée rectilignement entrant dans un milieu gyromagnétique. Son champ est décomposable en deux champs polarisés circulairement en sens inverses. Or la composante positive va se propager avec une vitesse de phase différente de celle de la composante négative; de même les affaiblissements différeront. Dès lors, à la sortie du milieu, la recombinaison des deux composantes circulaires inverses et d'inégales amplitudes fournit un champ polarisé elliptiquement et le grand axe de l'ellipse a tourné par rapport à la direction de la polarisation rectiligne à l'entrée : on obtient un effet Faraday avec dichroïsme circulaire.

Après un trajet l dans le milieu, l'angle de rotation θ est :

$$\theta = \frac{1}{2} (\beta_- - \beta_+) l$$

et l'ellipticité est : $A/B = \coth \frac{1}{2} (\alpha_+ - \alpha_-) l$ (A grand axe et B petit axe de l'ellipse).

On démontre aisément sur le diagramme de Fresnel que le sens de la rotation θ est celui de la composante circulaire ayant le plus petit β (c'est-à-dire la plus grande vitesse de phase). Enfin, on trouve que le sens de la vibration elliptique à la

sortie du milieu, est celui de la composante circulaire la moins absorbée.

Dans le cas simple où les μ'' sont négligeables, on vérifie facilement que $\beta_+ < \beta_-$ si $H_0 \ll \omega/|\gamma|$; la rotation a donc lieu dans le sens du courant magnétisant si le champ H_0 est faible; au delà de la résonance, la rotation Faraday s'inverse.

Lorsque les μ'' sont notables, la discussion devient plus compliquée; il est alors plus facile de trouver les variations de β_+/β_- et α_+/α_- en fonction de H_0 . Elles ont en général l'allure représentée sur la figure 3. Comme on sait par ailleurs que la

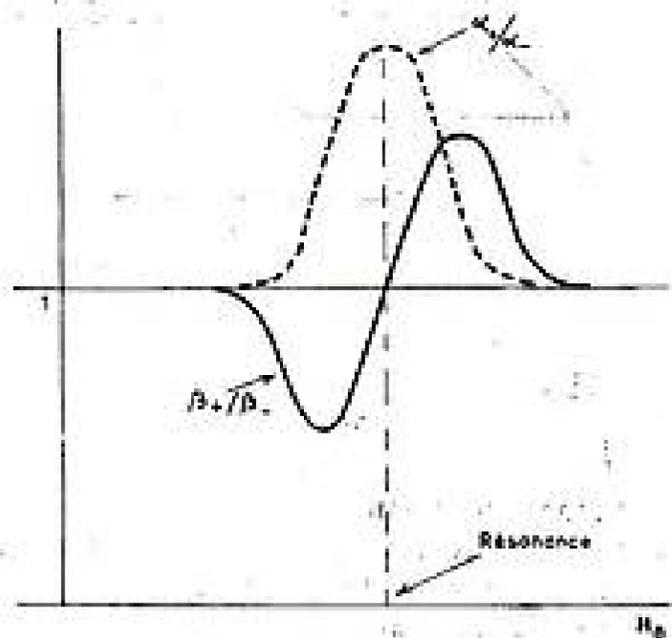


FIG. 3

composante négative ne subit pas d'anomalies à la résonance, on peut conclure d'après cette figure que la composante positive subit une absorption sélective intense à la résonance et que la rotation s'annule et change de signe à la résonance. On voit en outre que, pour les champs plus petits que celui de résonance, la rotation Faraday sera dans le sens du courant magnétisant puisque $\beta_+ < \beta_-$.

Notons bien la non-réciprocité de l'effet Faraday : le sens de rotation n'est lié qu'au sens du courant magnétisant et pas du tout au sens de propagation de l'onde électromagnétique. Deux ondes circulaires en sens inverses verront donc leurs polarisations rectilignes tourner dans le même sens absolu autour du vecteur H_0 .

PROPAGATION D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE PLANE PERPENDICULAIREMENT AU CHAMP H_0 : BIRÉFRINGENCE MAGNÉTIQUE.

Supposons la propagation selon Ox . En pareil cas, on trouve comme solutions possibles deux ondes planes polarisées rectilignement : l'une a son champ électrique parallèle au champ statique H_0 , l'autre a son champ électrique normal à H_0 .

La dernière ayant donc sa composante magnétique parallèle à H_0 n'exerce aucun couple sur les spins; aussi le milieu se comporte-t-il pour elle comme un



Potentiometer Headquarters

	H			HM	MS	HS		SM	HT		CP	BB	B						
	H-150	H-100	H-150												B-48	B-32	B-28	B-21	B-17
DIAMÈTRE cm	3,81	3,54	1,91	2,54	1,91	3,54	1,91	4,27	2,54	1,91	2,54	2,54	7,62	5,08	4,44	3,68	3,49	3,22	
NOMBRE DE TOURS	10 - 5 - 1			10 - 5	10 - 5	10 - 5 - 1		10 - 5 - 1	10 - 5 - 1		10 opt. 3 - 1	10 - 5 - 1	1	1	1	1	1	1	
LONGUEUR DU CORPS																			
10 tours cm	5,08	5,08	4,28	2,54	4,13	4,44	5,71	3,75	4,26	3,97	8,25	6,80	2,79	2,99	2,19	2,19	1,94	1,94	
5 tours cm	3,49	3,49	3,02	1,91	2,86	3,08	4,28	2,61	3,17	2,78	—	3,24	4885, opt	—	—	—	—	—	
1 tour cm	1,42	1,42	0,95	—	—	—	—	1,22	—	—	—	2,74	2,14	—	—	—	—	—	
DIAMÈTRE DE L'AXE cm	0,415			0,415	0,415	0,415		0,415	0,415		0,415	0,415	0,415	0,415	0,415	0,415	0,415	0,317	0,317
LONGUEUR DE L'ÉLÉMENT DE RÉSISTANCE																			
10 tours cm	101,6	66,04	50,8	66,04	50,8	66,04	50,8	27,14	66,04	50,8	66,04	66,04	—	—	—	—	—	—	—
5 tours cm	50,8	33,02	25,4	33,02	25,4	33,02	25,4	13,57	33,02	25,4	—	33,02	—	—	—	—	—	—	—
1 tour cm	10,1	6,60	3,1	—	—	6,60	—	2,8	—	—	—	6,60	—	—	—	—	—	—	—
ROTATION MÉCANIQUE	3600 - 1800 - 900 - 450 et continue			3600 - 1800 - 900 - 450	3600 - 1800 - 900 - 450	3600 - 1800 - 900 - 450 continue		3600 - 1800 - 900 - 450 continue	3600 - 1800 - 900 - 450 continue		3600 - 1800 - 900 - 450	3600 - 1800 - 900 - 450	CONTINUE						
ROTATION ÉLECTRIQUE	3600 - 1800 - 900 - 450 ± 2°			idem	idem	3600 - 1800 - 900 - 450 ± 2°		3600 - 1800 - 900 - 450 ± 2°	3600 - 1800 - 900 - 450 ± 2°		idem	3600 - 1800 - 900 - 450 ± 2°	152 ± 2°	312 ± 2°	152 ± 2°	312 ± 2°	152 ± 2°	312 ± 2°	152 ± 2°
GAMME DE RÉSISTANCE	15 - 300 K			250 - 150 K	50 - 150 K	100 - 300 K		4 - 50 K	100 - 300 K		100 - 300 K	100 - 300 K	500 - 600 K	250 - 300 K	100 - 300 K	100 - 150 K	100 - 100 K	100 - 100 K	15 - 80 K
Standard	± 5%			± 5%	± 5%	± 5%		± 10%	± 5%		± 5%	± 5%	± 5%	± 5%	± 5%	± 5%	± 5%	± 5%	± 5%
Spéciale	± 0,5%			± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%		± 1%	± 0,5%		± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 1%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%
TOLÉRANCE LINÉAIRE	± 5%			± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%		± 1%	± 0,5%		± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%
Standard	± 1%			± 0,1%	± 0,1%	± 0,25%		± 0,25%	± 0,5%		± 0,5%	± 0,5%	± 0,5%	± 0,12%	± 0,12%	± 0,12%	± 0,12%	± 0,12%	± 0,25%
Spéciale	± 0,1%			± 0,01%	± 0,01%	± 0,025%		± 0,025%	± 0,5%		± 0,5%	± 0,5%	± 0,008	± 0,01%	± 0,01%	± 0,01%	± 0,01%	± 0,01%	± 0,25%
COUPLE DE DÉMARRAGE	22,4	20	11,3	11,3	10	19	11	12,8	18	28	28	8,5	0,9	0,7	0,7	0,54	0,42	0,36	
RÉGIME DES PUISSANCES C-40°C																			
10 tours watts	4	4	1	2	1	4	2	1,5	4	1	4	4	6	11	1	2	3	1	
5 tours watts	3	3	2	2,5	2	1	2	1	3	2	3	3	5	11	1	2	3	1	
1 tour watts	2	1,5	1	1,3	—	1,3	—	0,5	—	—	—	1,3	5	11	1	2	3	1	
POIDS EN GRAMMES																			
10 tours	82	45	40	34	57	113	44	28	71	57	110	88	177	85	57	31	14	14	
5 tours	71	31	24	22,7	41	85	37	21	60	45	—	74	137	85	57	31	14	14	
1 tour	57	28	28	—	—	37	—	7,1	—	—	—	57	57	42,5	28,5	14	14	14	
ACCOUPLÉMENT MÉCANIQUE	Non			Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	4	8	8	8	8	8	
PIÈGES INTERMÉDIAIRES	Non			Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	20	20	13	13	10	10	

TYPE H — Dispositif d'arrêt breveté, commun à tous les potentiomètres I.R.C.

TYPE BB — Sur roulement à billes, faible couple, servomeca computer, etc.

TYPE SM — A encombrement réduit, bobine en fil d'alliage particulier.

TYPE WW — Résistance bobinée de très grande précision, Tolérance 1% à 0,05% de 0,1 ohm à 12 mégohms.

TYPE B — Très grande précision, faible couple, accouplement possible, 10 éléments.



TYPE HS — Tropicalisé en atmosphère azoté, hermétique 100.

TYPE MS — Étanchéité particulière à l'épreuve des poussières et moisissures.

TYPE HT — Stable jusqu'à 150° de température ambiante.

TYPE CP — A embrayage magnétique d'axe.



INTERNATIONAL RESISTANCE Co.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE & U. F.
RADIO ÉQUIPEMENTS
 PARIS-2° - TÉL. RIC. 49-88
 65, RUE DE RICHELIEU

diélectrique isotrope de permittivité ϵ et perméabilité absolue μ_0 :

$$\Gamma_{\parallel} = j\omega \sqrt{\epsilon \mu_0}$$

Par contre la première ayant son champ magnétique normal à \vec{H}_0 provoquera la précession des spins et en appliquant les relations de Polder on obtient :

$$\Gamma_{\perp} = j\omega \sqrt{\epsilon \mu_{\perp}} \text{ avec } \mu_{\perp} = \frac{\mu^2_{+} - \mu^2_{-}}{\mu_{+}} = \mu'_{\perp} - \mu''_{\perp}$$

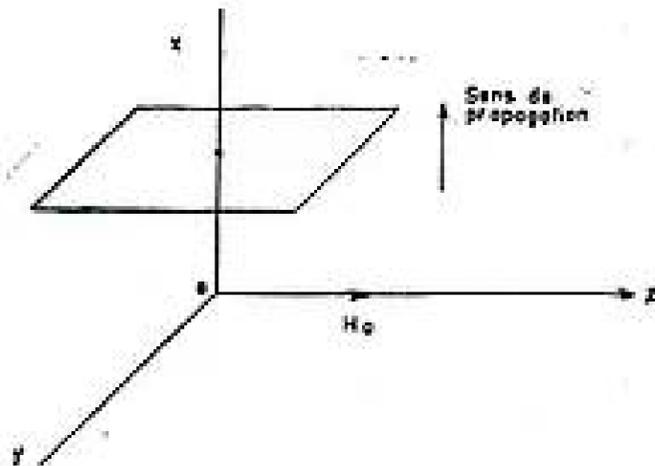


FIG. 4

Les courbes représentant μ'_{\perp} et μ''_{\perp} en fonction de H_0 ont exactement l'allure décrite pour μ'_{+} et μ''_{+} dans le cas de la composante circulaire positive de l'effet Faraday.

Finalement, d'après ce qui précède, une onde plane se propageant par exemple suivant Ox et polarisée obliquement par rapport à Oz , sera décomposée en deux ondes de types \parallel et \perp voyageant avec des vitesses différentes : c'est le phénomène de double réfraction. En sortant d'une épaisseur l du milieu, on aura une onde plane à polarisation elliptique par suite de la différence de phase $\varphi = (\beta_{\parallel} - \beta_{\perp})l$ entre les deux composantes rectilignes. De plus, l'absorption sélective de la composante \perp (dichroïsme rectiligne) fait que le grand axe de l'ellipse n'est pas parallèle à la direction de la polarisation initiale (d'où une rotation apparente).

EXTENSION A LA PROPAGATION DANS UN MILIEU GYROMAGNÉTIQUE PLACÉ DANS UN GUIDE D'ONDE.

1° Champ statique parallèle à l'axe du guide :

SUHL et WALKER [5], KALES [6] ont traité en 1952 la propagation des ondes dans un guide circulaire, plein de ferrite aimanté suivant l'axe du guide (fig. 5 a).

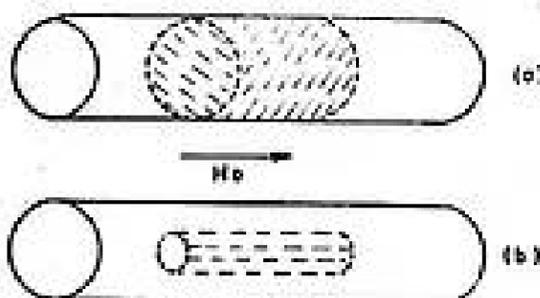


FIG. 5

GAMO [7] ainsi que Van TRIER [8] ont repris cette question d'une façon plus générale en 1953 et étudié également le cas d'un remplissage partiel en ferrite (figure 5 b).

Les modes susceptibles de se propager avec une vitesse de phase finie ont à la fois une composante E_z et une composante H_z longitudinales. Toutefois, on peut les classer en ondes quasi TE ou quasi TM suivant que, lorsqu'on fait tendre H_0 vers zéro, l'onde a pour limite une onde TE ou TM du milieu isotrope.

De plus, ces modes sont à polarisation circulaire. Deux ondes de même type mais de polarisations circulaires inverses ont des constantes de propagation différentes d'où encore l'effet Faraday.

Le plus souvent on s'intéresse au guide TE_{11} (figure 6) partiellement rempli de ferrite. Entre

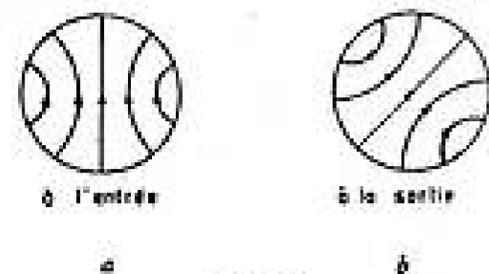


FIG. 6

l'entrée et la sortie du ferrite le système de lignes de force de section droite subit une rotation $\theta = \frac{1}{2} (\beta_{-} - \beta_{+})l$, où β_{-} et β_{+} sont les constantes de longueur d'onde des deux modes circulaires en lesquels le mode incident à polarisation rectiligne est décomposable.

2° Champ statique perpendiculaire à l'axe du guide :

a) Une théorie a été faite pour un guide rectangulaire par Van TRIER en 1952. Le ferrite inclus dans le guide est supposé aimanté par un champ statique normal aux grandes faces du guide, ce qui correspond au cas \perp décrit pour les ondes planes (c'est celui où la perméabilité effective dépend de H_0).

On trouve que les modes TE_{no} peuvent tous exister avec seulement de légères modifications.

b) Par ailleurs, alors que dans le cas du remplissage total, les effets de déphasage et atténuation sont identiques pour des ondes voyageant en sens contraires, on obtient un effet non réciproque en plaçant une lamelle de ferrite mince longitudinalement dans le guide (voir figure 7).

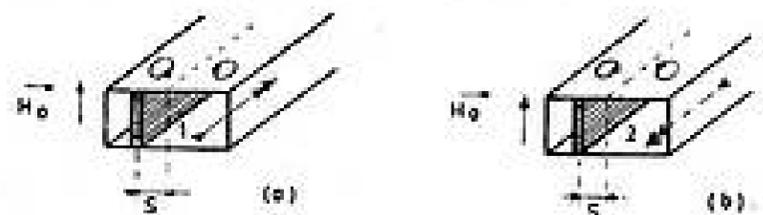


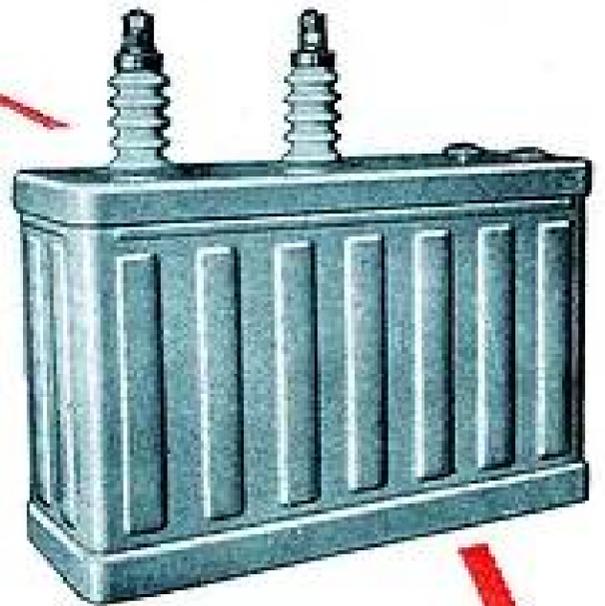
FIG. 7

Cet effet est lié à la résonance ferromagnétique [5, 9, 10, 11,]. En effet, pour le mode TE_{10} du guide rectangulaire, le champ magnétique se trouve polarisé circulairement à une certaine distance S de

CONDENSATEURS D'IMPULSIONS ET LIGNES A RETARD DE RADARS



(QUELQUES-UNES DE
NOS RÉALISATIONS)



MODÈLE DE CONDENSATEUR

Constitué par un empilage de plaquettes en forme de disques en mica argenté pour tensions de Service élevées et fonctionnement en régime d'impulsions
Brevet Stéafix N° 1 089 270)
La conception de ce condensateur permet de réaliser des performances exceptionnelles.

LIGNE 20

Impédance de la ligne	25 ohms
Puissance de l'impulsion	2,7 Mw
Fréquence de répétition	300 ips
Tension de charge	18 000 V cc
Largeur d'impulsion	2 μ/s - 0 + 10 %
Température de fonct.	- 40°C + 70°C
- de stockage	- 50°C + 70°C

LIGNE 31 bis

Impédance	50 ohms
Puissance de l'impulsion	750 Kw
Fréquence de répétition	1 500 ips
Tension de charge	13 000 V cc
Largeur d'impulsion	0,55 μ/s
Température de fonct.	- 10°C + 70°C
- de stockage	- 40°C + 70°C

LIGNE 23

Impédance	50 ohms
Puissance de l'impulsion	270 Kw
Fréquence de répétition	2 400-1 000 et 400 ips
Tension de charge	7 500 V cc
Largeur d'impulsion	0,4 - 1 - 2,5 μ/s
Température de fonct.	- 40°C + 90°C
- de stockage	- 50°C + 90°C



Nous pouvons étudier à la demande
soit des condensateurs d'impulsions
soit des lignes à retard complètes
Plus de 60 Prototypes ont déjà été réalisés
Plusieurs centaines de lignes ont été fabri-
quées en série
NOUS CONSULTER



STÉAFIX et C^{IE}

17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e. MON. 02-93, 61-19

part et d'autre du centre (mais les sens de polarisation sont inverses de part et d'autre du plan de symétrie longitudinal).

Pour une onde allant dans le sens 1, la lamelle est, dans le cas de la figure 7.a, située à un emplacement où la précession des spins sera entretenue et il peut y avoir résonance (donc forte absorption) si H_0 est d'intensité convenable. Au contraire, si l'onde vient en sens inverse (figure 7.b), il y a incompatibilité entre le sens de H_0 et la précession due au champ U.H.F., donc effet totalement différent (en particulier, pas d'absorption par résonance). D'autre part, même s'il n'y a pas exactement résonance, le déphasage φ_{12} subi par l'onde allant dans le sens 1 sera différent de celui φ_{21} subi par une onde inverse.

II. Exemples de techniques et de résultats d'études magnéto-optiques.

MONTAGE DE MESURE POUR EFFET FARADAY.

La figure 8 représente une installation typique sur 9 500 MHz (1).

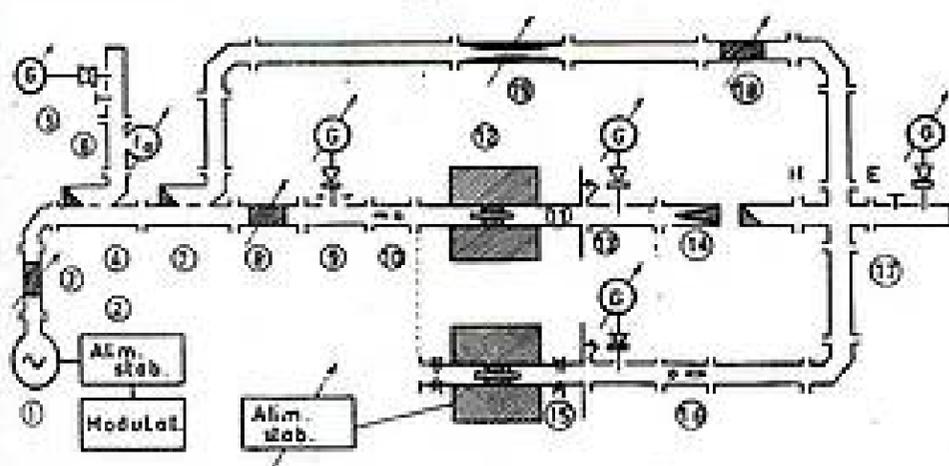


FIG. 8

Le générateur hyperfréquence (1) est un klystron 2K.25 alimenté par des tensions stabilisées (2). Le réflecteur peut être éventuellement modulé par une onde carrée à 1 000 Hz. L'onde transmise par un guide rectangulaire (mode TE_{10}), passe par un atténuateur adapté (3). Le couplage directif (4) aiguille une fraction de la puissance vers le moniteur de puissance (5), (utile pour maintenir constant le niveau pour les mesures des pertes d'insertion) et l'ondemètre (6). Un deuxième couplage directif (7) alimente une dérivation 19-18 (voir paragraphe suivant). L'atténuateur calibré (8) sert à déterminer les pertes d'insertion de l'échantillon de ferrite. Le détecteur d'onde stationnaire (9) permet la mesure de la réflexion sur l'échantillon; après passage dans le transformateur de mode (10), transformant le mode TE_{10} du guide rectangulaire en mode TE_{11} du guide circulaire, l'onde traverse la chambre de mesure (11) entourée du solénoïde (12), créant un champ statique longitudinal. L'échantillon de ferrite est un bâtonnet calé dans l'axe du guide à l'aide d'une rondelle de mousse de polystyrène.

(1) Le montage schématisé sur la figure 8 et les résultats indiqués sur les figures 9, 10, 13, 15 sont dus à F. MAYER, au Laboratoire de Haute-Fréquence de l'Université de Grenoble.

À la sortie de cet échantillon, la rotation du champ est contrôlée par l'analyseur de polarisation (13), qui est une sonde électrique rotative précise; un vernier permet la mesure de l'angle à $\pm 5'$, ce qui est plus que suffisant vu l'ordre de grandeur des rotations obtenues dans le cas des ferrites.

Les joints rotatifs entre les divers tronçons de guide ont été exécutés avec grand soin; le relevé de la tension détectée par l'analyseur en absence d'échantillon est parfaitement sinusoïdal et reproductible; l'ellipticité à vide est supérieure à 30 dB (*). Le taux d'onde stationnaire global à vide, l'impédance caractéristique (14) étant en place, est inférieur à 1,1.

MONTAGE POUR MESURE SÉPARÉE DES CONSTANTES DE PROPAGATION POSITIVE ET NÉGATIVE.

Pour pouvoir mesurer séparément les constantes de phase β_+ et β_- et d'atténuation α_+ et α_- on a réalisé un montage supplémentaire, permettant de travailler en polarisation circulaire pure (droite ou gauche) sur l'échantillon.

On remplace la chambre de mesure (11) par une autre (15), comportant à l'entrée et à la sortie une lame quart d'onde qui crée la polarisation circulaire à l'entrée et qui la retransforme en polarisation rectiligne à la sortie.

La phase et l'amplitude de l'onde à la sortie, après le passage du mode TE_{11} au mode TE_{10} (16) sont comparées grâce au té magique (17) avec ceux d'une onde circulant dans la dérivation 19-18. Un atténuateur calibré et adapté (18) et un déphaseur étalonné (19) permettent de régler l'amplitude et la phase dans cette dérivation; quand les amplitudes des deux ondes incidentes sur le té sont égales et leurs phases égales et de signe contraire, on obtient un minimum de champ dans la branche E du té. On peut mesurer ainsi la variation de la constante de propagation dans le ferrite en fonction de l'amplitude et de la direction du champ magnétique statique superposé.

QUELQUES RÉSULTATS TYPIQUES :

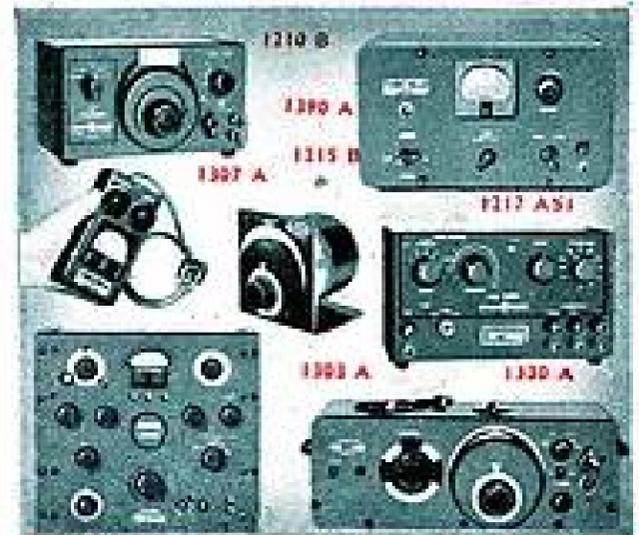
La figure 9 montre tout d'abord l'ensemble du phénomène pour le ferrite de nickel quand on fait croître H_0 de 0 au delà de la valeur de résonance ferromagnétique; on voit nettement dans le cas du bâtonnet de diamètre 4,7 mm la rotation pure sans absorption avant résonance, puis l'inversion du sens de rotation et le maximum d'absorption à la résonance. La région a) où θ est à peu près proportionnel à H_0 est utile dans les applications pratiques à θ variable (modulation, etc...), la région b) de saturation, où θ dépend peu de H_0 , est utile pour les appareils basés sur un θ constant (découpleurs, gyrateurs, etc...). On contrôle également la variation de l'ellipticité aux divers champs; en particulier, l'onde transmise est presque circulaire à la résonance,

(*) L'ellipticité est, en décibels : $20 \log_{10} \left(\frac{\text{grand axe}}{\text{petit axe}} \right)$.

GENERAL RADIO Co, CAMBRIDGE, MASS. U.S.A.

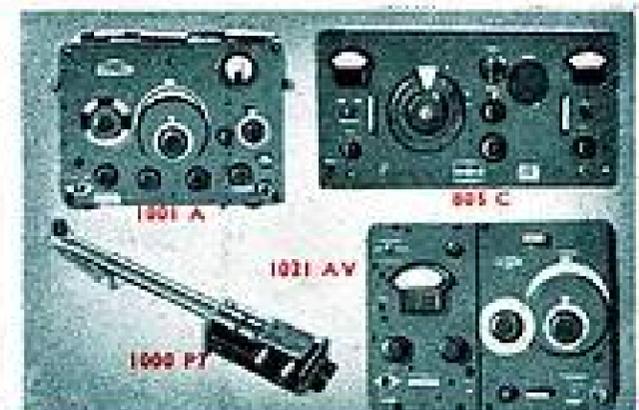
OSCILLATEURS 10 Hz A 2.000 MHz

TYPE	NATURE	FREQUENCE	PUISSANCE	Z	PRÉCISION	REMARQUES
1210-B	Bloc RC	20Hz à 500kHz	50 mW	400	1,5 %	Modulable en fréquence. On peut diviser 1 par 10. Tension constante à 1 db. Tension constante à 0,5 db. Erreur négligeable.
1201-A	Faible distorsion	27 points 20Hz à 10kHz	18 ou 100 mW	400 ou 3.000	0,5 %	
1202-A	RC	20Hz à 100kHz	10 ou 50 mW	400 ou 3.000	0,5 %	
1203-A	2 Signaux à balayement	20Hz à 20kHz 20Hz à 40kHz	100 mW ou 5 W	400	0,2 %	
1204-B	A. balayement	20Hz à 40kHz	1 W	400	1 %	Modulable en fréquence. Alimenté par secteur. Alimenté par piles. Précision 0,05 %.
1216-A	Bloc à transistor	400 et 1.000 Hz	300 mW	4.000	3 %	
1207-A	à diode	400 et 1.000 Hz	6 mW	400	3 %	
722-C et D	à diode	400 ou 1.000 Hz	50 mW	50 - 100 3.000	0,5 %	
700-A	A. balayement	50Hz à 5 MHz	0,1 W	3.500	3 %	Niveau élevé, suites lisses. Niveau élevé, suites faibles. 0,2 % par division.
5300-A	Four points	100Hz à 1 kHz 5 kHz à 50 MHz	0,75 W	20 - 50	3 %	
5701-A	Bloc HF	0,5 à 50 MHz	2 W	50		
1215-B	Bloc VHF	50 à 250 MHz	80 mW	50	Modulable en fréquence	Semi-papillon. Papillon. Toute modulation possible.
1206-B	Bloc VHF	85 à 500 MHz	100 mW	50		
1209-B	Bloc UHF	150 à 970 MHz	200 mW	50		
1218-A	Bloc UHF	900 à 2.000 MHz	300 mW	50		
1217-A1	Bloc impulsions	25 à 100.000		4 - 200 - 1.500	Modèle 0,05 µs Sec. Stabilité 1:1.000.000 par jour Large bande, niveau élevé.	
1213-A2	Bloc à quartz	1 MHz et multivibrateurs jusqu'à 3 MHz		Variable 600		



GÉNÉRATEURS ÉTALONNÉS

TYPE	FREQUENCE	SORTIE	REMARQUES	ACCESSOIRES
1001-A	5 kHz - 50 MHz 8 gammes	0,1 µV à 200 mV et 2 V	$\Delta f = 0,1 \%$ par division. Modulation 0 à 50 %.	Pour moduler sans F.M. les oscillateurs et les générateurs étalonnés ; MODULATEUR A CRISTAL 1.000 P.F. MODULATEUR SYMÉTRIQUE 1.000 P.F.
805-C	16 kHz - 50 MHz 7 gammes	0,1 µV à 2 V	$\Delta f = 0,01 \%$ par division. Modulation 0 à 100 %.	
1001-AV	40 à 250 MHz 2 gammes	0,5 µV à 1 V	Circuit papillon. Modulation 0 à 50 %.	ANTENNE FICTIVE 1.000 P.F. TRANSFO VHF 50/300 ohms 1.000 P.F. CADRE BLINDÉ 1.000 P.F.
1001-AU	250 - 970 MHz 1 gamme	0,5 µV à 1 V	Comme ci-dessus.	
1001-AW	900 - 2.000 MHz 1 gamme	0,5 µV à 1 V	Faible bruit et FM parasite. Modulable par signaux carrés.	



... ET POUR BALAYER EN FREQUENCE ...

... LE DISPOSITIF 1750-A

transforme tous les Oscillateurs BLOCS couvrant 0,5 à 2.000 MHz en Oscillateurs balayés en fréquence. Fréquence centrale et excursion réglables à volonté, même en fonctionnement.

Pour que la tension HF reste constante pendant le balayage automatique :

COFFRET D'ALIMENTATION type 1263-B

assure la stabilité de la tension HF à 2 % quelle que soit la fréquence.



APPAREILS BLOCS

Chaque appareil bloc procure sous forme compacte et peu encombrante un élément de laboratoire : oscillateur, amplificateur, petit étalon de fréquence, générateur d'impulsions, etc. Les appareils blocs sont combinables entre eux.

COFFRETS D'ALIMENTATION POUR BLOCS :

1200-A	A partir du secteur 50-125 V 50 pps.	1200-A	A partir du secteur ou vibreur 6 V ou 12 V.
1200-AQ6	A partir du secteur 210-250 V 50 pps.	1204-B	Tension plaque réglable, tension filaments fixe.
1201-A	Analogue à 1200-A, mais fournissant tensions réglées.		



AMPLIFICATEURS - DÉTECTEURS - FILTRES

1233-A	Ampli de puissance. Distorsion 3 %. 15 W-20 Hz à 0,5 MHz; 8 W au delà jusqu'à 3 MHz.	1212-P2	Circuit accordé à 1 MHz pour 1212 A.
1231-B	Ampli détecteur. Gain donnant 1/10 de l'échelle pour 25 µV à 1.000 Hz.	1219-A	Ampli pour impulsions. Produit 0,5 Amp. dans 50 à 150 ohms pour impulsions positives.
1206-B	Ampli Bloc 20 Hz à 250 kHz, 3 W jusqu'à 50 kHz avec 1 % de distorsion.	1951-A	Filtre P-bande 400 Hz ou 1.000 Hz pour 1212-A.
1212-A	Ampli détecteur logarithmique 20 Hz à 5 MHz	1231-P5	Filtre à 12 fréquences de 50 Hz à 100 kHz pour 1231-B.
1216-A	Ampli pour hétérodynage à 30 Mc, très large bande passante. Sensibilité 2 µV.	1231-P2	Circuit accordé sur 400 et 1.000 Hz pour 1231-B.
		1231-P4	Atténuateur réglable, 80 db.



AGENT EXCLUSIF
FRANCE ET U.F.

ETS RADIOPHON
50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e) - PRO. 52-03. 04



* AUX U.S.A.
RADIOPHON CORP.
509 MADISON AVENUE
NEW-YORK

l'absorption de la composante circulaire positive étant alors très intense. Pour obtenir des résultats cohérents, il est nécessaire de démagnétiser le ferrite

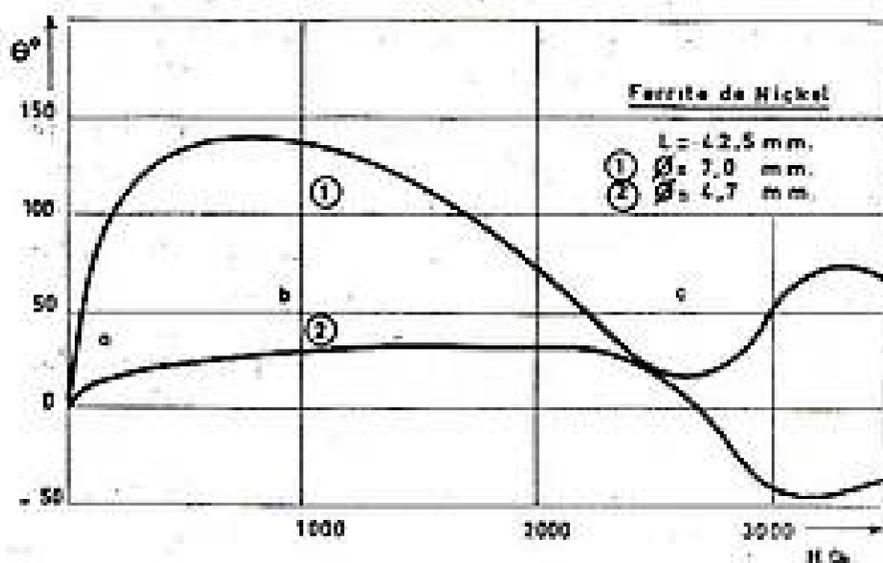


FIG. 9

au départ. Par ailleurs, il faut éviter les réflexions à l'entrée et à la sortie du bâtonnet en le taillant en pointe ou en le munissant de cônes en diélectrique de permittivité élevée adaptée à celle du ferrite ; les réflexions résiduelles dues aux discontinuités de μ entre le cône et le bâtonnet s'avèrent peu élevées. Enfin, il y a lieu de ne pas prendre un diamètre de bâtonnet trop gros sous peine d'observer des modes de propagation d'ordre élevé conduisant à des comportements anormaux et à des résonances parasites du type cavité : sur la figure précédente on constate par exemple que le bâtonnet de 7 mm de diamètre ne permet pas de vérifier correctement la théorie (par exemple, à la résonance, on n'a pas inversion de rotation).

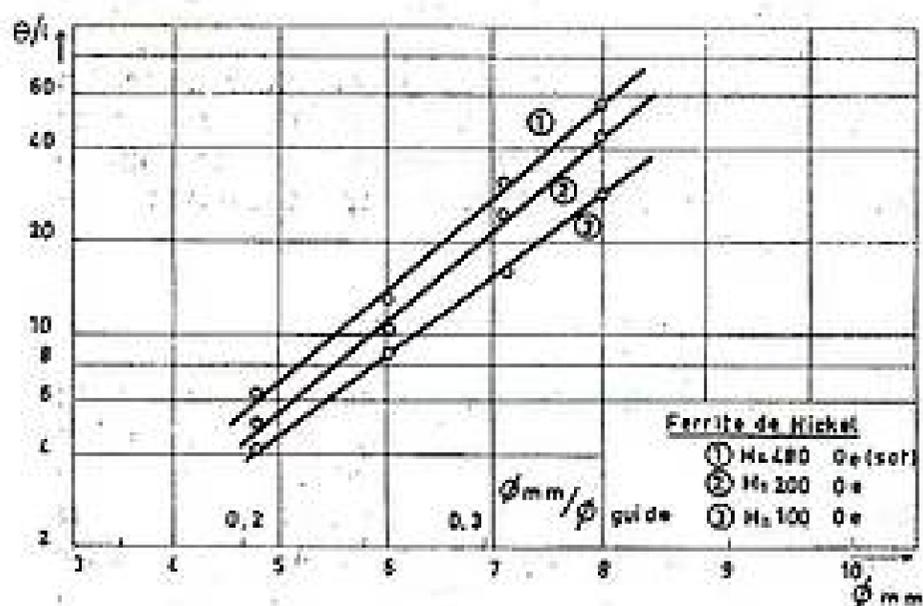


FIG. 10 a

Pour un ferrite donné, les facteurs susceptibles d'intéresser les utilisateurs de l'effet Faraday sont la rotation par unité de longueur θ/l , les pertes d'insertion par unité de longueur α/l , le « facteur de mérite » θ/α . La figure 10 montre les variations de ces quantités en fonction du coefficient de remplissage du guide en ferrite de nickel. On voit qu'on n'a pas intérêt dans cet exemple à dépasser $\Phi/\Phi_{\text{guide}} = 0,35$ car au-delà, θ/α n'augmente plus.

Limitons-nous à cet exemple qui fixe les idées

sur l'aspect des résultats importants pour le technicien et terminons en signalant que les précautions à prendre dans la fabrication du ferrite sont nombreuses et délicates.

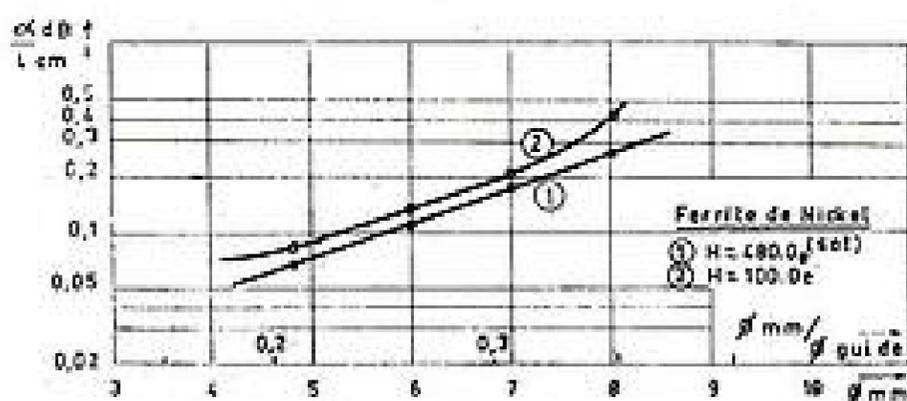


FIG. 10 b

Outre la composition chimique, la structure cristalline est un facteur essentiel pour les performances obtenues. C'est dire l'importance du traitement thermique subi par le ferrite. Enfin, la compacité plus ou moins élevée de l'échantillon obtenu par frittage intervient également beaucoup.

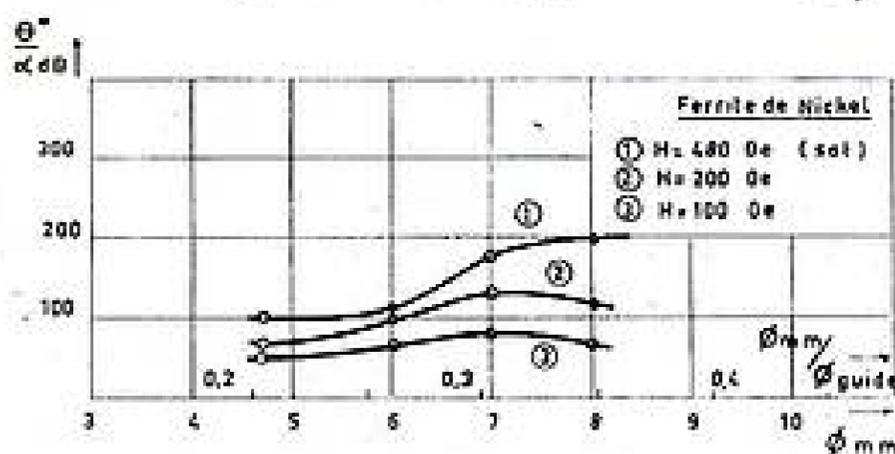


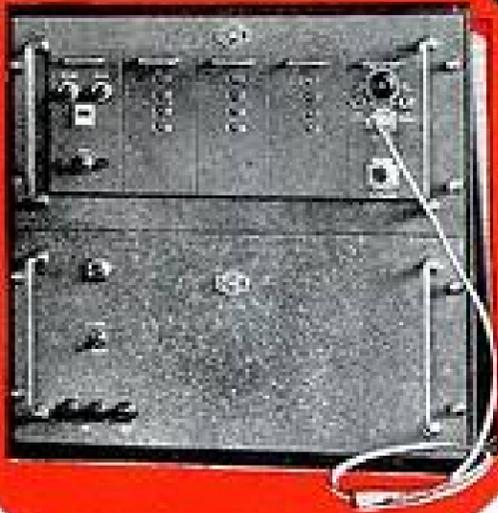
FIG. 10 c

MESURES AVEC CHAMP MAGNÉTIQUE STATIQUE TRANSVERSAL A LA DIRECTION DE PROPAGATION.

Il y a eu peu d'expériences sur les ferrites emplant un tronçon de guide rectangulaire TE_{10} en présence d'un champ statique H_0 appliqué perpendiculairement aux grandes faces du guide.

Par contre, un très grand nombre d'expériences ont porté sur la mesure du coefficient de surtension d'une cavité rectangulaire TE_{10n} dans laquelle est placée une très petite sphère ou un disque très mince de ferrite, un champ statique H_0 étant appliqué perpendiculairement aux grandes faces du guide. En effet, en mesurant avec précision la valeur de H_0 donnant le minimum de surtension de la cavité, on a la valeur du champ produisant la résonance ferromagnétique ; on est alors à même de calculer le rapport gyromagnétique γ , donc le facteur de Landé g . Les valeurs effectives trouvées pour g sont très souvent supérieures à la valeur théorique 2 ; il arrive même dans certains cas qu'on obtienne des valeurs très grandes de g . Ces écarts entre la valeur idéale et les valeurs effectives données par l'expérience, peuvent s'interpréter avec plus ou moins de difficulté à partir des théories concernant la structure des ferrites.

Au Service de l'Atome



↑ **ÉCHELLE DE MILLE CI 149 (licence C.E.A.) :**
Appareil de numération électronique et électromécanique.
Facteur de division électronique : 1.000.
Temps de résolution : 5 μ s.



↑ **ALIMENTATION STABILISÉE TRÈS HAUTE TENSION ALS 349 :**
Tension réglable entre 300 et 3.000 V.
Débit : 3 m A.
Stabilité : 0,1 %.
Bruit de fond inférieur à 30 m V crête à crête.



↓ **AMPLIFICATEURS D'IMPULSIONS AMP 95 et AMP 96 :**
Gain : 20 db.
Bande passante \approx 200 MHz.
Niveau de sortie de l'amplificateur de puissance AMP 96 :
50 V négatifs de crête.



↑ **AMPLIFICATEUR PROPORTIONNEL AMP 249 (licence C.E.A.) :**
Gain : 250.000.
Bande passante : 2 MHz.
Mise en forme des impulsions par circuit intégrateur
ou différentiateur.



NOTICE TECHNIQUE
SUR DEMANDE



AMX 117

BUREAUX A PARIS : 36, RUE DE LABORDE VIII^e - TÉLÉPHONE : LABorde 26-98

CONSTRUCTIONS

RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES DU CENTRE

19, RUE DAGUERRE, SAINT-ÉTIENNE (LOIRE)
TÉLÉPHONE : E 2 39-77 (3 lignes groupées)

Enfin, en ce qui concerne les expériences faites sur une lame de ferrite disposée longitudinalement dans un guide TE_{10} rectangulaire, nous aurons l'occasion dans le Chapitre III, d'indiquer quelques résultats relatifs aux applications pratiques d'un tel dispositif. De même, nous renvoyons au chapitre III, pour l'examen des résultats obtenus sur des ferrites emplissant totalement un tronçon de ligne coaxiale en présence d'un champ H_0 normal à l'axe de la ligne.

III. Applications aux systèmes de transmission en hyperfréquences.

A) APPAREILS A CHAMP STATIQUE PARALLÈLE A LA DIRECTION DE PROPAGATION.

La non réciprocity de la polarisation rotatoire magnétique a permis de réaliser des quadripôles à transmission unilatérale (coefficient de transmission $t_{12} = 1$ et $t_{21} = 0$) et des quadripôles anti-réciproques ou « gyrateurs » : ($t_{12} = -t_{21}$).

Considérons le schéma de la figure 11.

Une onde TE_{10} partant de 1 vers 2 passe dans la transition rectangulaire-circulaire sans être gênée

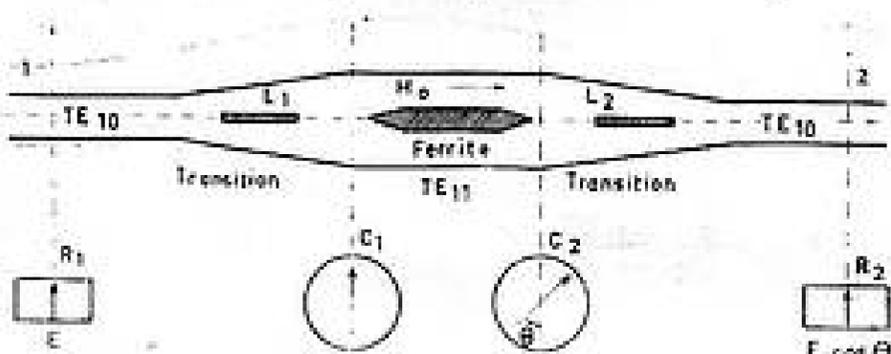


FIG. 11

par la lame absorbante L_1 , dont le plan est normal à son champ électrique E . L'onde se transforme en mode TE_{11} ; le ferrite aimanté par H_0 externe fait tourner la polarisation d'un angle θ sans absorption notable si le champ est plus petit que celui de résonance ferromagnétique. Dans la transition qui suit, la composante $E \sin \theta$ qui ne pourrait entrer dans le guide de sortie est absorbée par la lame L_2 et la composante $E \cos \theta$ pénètre seule dans le guide rectangulaire de sortie. Il suffit donc que la transition et le guide de sortie soient tournés de θ par rapport à ceux d'entrée pour que $t_{12} = 1$. Supposons qu'il en soit ainsi et voyons quelle est la valeur de t_{21} dans les deux cas particuliers $\theta = 45^\circ$ et $\theta = 90^\circ$ qui conduisent à des appareils intéressants imaginés par Hogan en 1952 [2].

Quadripôle à transmission unilatérale ou isolateur :

On peut suivre sur la figure 12a l'évolution de la polarisation au centre des différents plans de section droite pour une onde transmise dans le sens 1-2. Il est clair que $t_{12} = 1$ s'il n'y a pas de pertes dans le ferrite.

Sur le schéma (b) (transmission dans le sens 2-1), on voit que, la rotation de 45° ayant encore lieu

dans le même sens absolu autour de H_0 , le champ électrique dans le plan C_1 se présente parallèlement aux grandes faces du guide de sortie R_1 où il ne

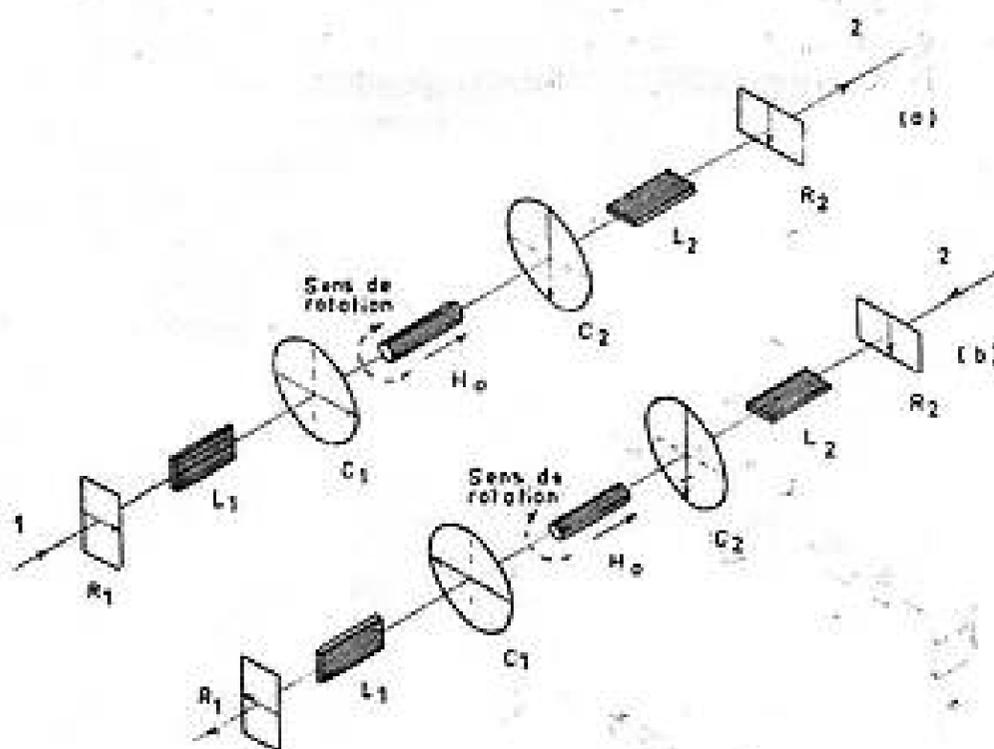


FIG. 12

pourrait donc pas se propager. La lame L_1 absorbe cette onde, évitant ainsi sa réflexion sur l'entrée du guide rectangulaire. Finalement $t_{21} = 0$.

Un tel dispositif permet de découpler un générateur par rapport aux circuits de sortie; il possède le grand avantage, sur les atténuateurs utilisés habituellement dans ce but d'avoir des pertes d'insertion très faibles dans le sens de transmission et d'absorber pourtant toute onde réfléchi vers le générateur. Il est peu sensible à la fréquence et, si l'on opère à saturation (quelques centaines d'oersteds

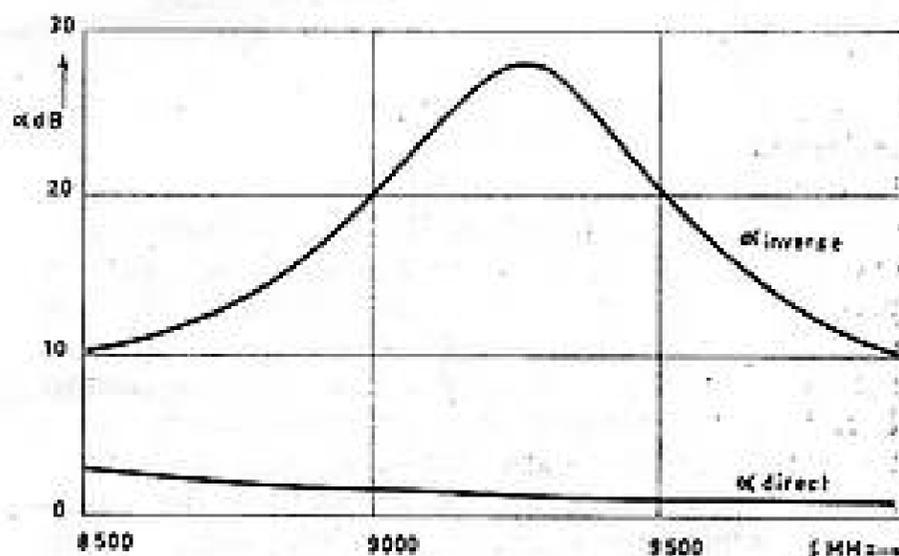


FIG. 13

suffisent), les fluctuations de courant magnétisant ne sont pas gênantes; d'ailleurs on peut employer un aimant. La figure 13 donne les résultats obtenus avec une réalisation de ce genre d'appareil à la fréquence d'environ 9 500 MHz.

Gyrateur :

Cette fois (figure 14) le guide sortie est tourné

OSCILLOSCOPES CATHODIQUES



255 A

Gamme complète sans cesse tenue à jour. - Performances utiles constamment améliorées. - Universalité maximum de chaque modèle.

Modèles	Voies	Balayage	Ampli. V		Temps réponse	Marqueur	Tube cathod. \varnothing	Emploi
			bande passante	sens ^{ité}				
			Hz - MHz	mV/p à p/cm				
268 A	1	10 Hz - 30 KHz	10 - 1	45	-	-	70	Portatif Télé
267 B	1	1 μ s/cm - 0,1 s/cm	0 - 1 10 - 0,8	250 8	-	-	90	Universel
266 A	2	1 μ s/cm - 0,5 s/cm	0 - 0,6	14	-	-	90	T. B. F.
264 B	2	1 μ s/cm - 0,05 s/cm	20 - 2	6	-	-	90	Laboratoire
262 B	1	0,25 μ s/cm - 0,1 s/cm	10 - 10	15	0,05	1-1000 μ s	110	Laboratoire Transitoires
255 A	1	0,3 μ s/cm - 0,01 s/cm	0 - 4	150	0,12	0,4 μ s - 4 ms	70	Chantiers Installations mobiles
252 A	1	0,1 μ s/cm - 4 m s/cm	0 - 10 10 - 10	150 30	0,04	0,1 μ s - 1000 μ s	125	Laboratoire Transitoires complexes
203 B	2	0,03 μ s/cm - 8 m s/cm	10 - 20	50	0,027	0,04 μ s - 100 μ s	125	Etudes spéciales
714 C	5	10 Hz - 200 KHz	0 - 0,5	3 volts	-	50 Hz	110	Contrôle industriel

Ribet Desjardins



CONCEPTION & FABRICATION FRANÇAISES

13, RUE PÉRIER - MONTROUGE (SEINE)
ALÉ + 24-40



252 A

de 90° par rapport à celui de l'entrée. Sur le schéma 14 (a), on vérifie que si la rotation dans le ferrite est de 90° on a bien $t_{12} = 1$.

Examinons la transmission en sens inverse (schéma 14 b) en partant en R_2 avec une onde de même phase qu'en R_1 du schéma (a). Après traversée du ferrite, la rotation de 90° fournit une polarisation rectiligne

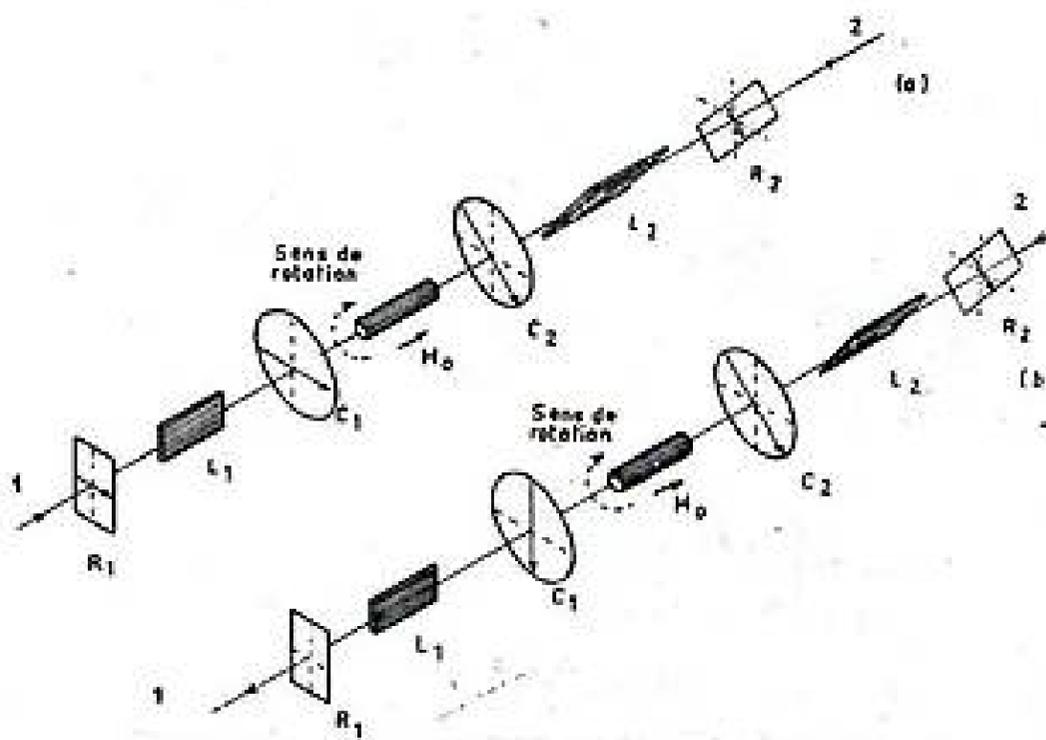


FIG. 14

inverse de celle du schéma (a). L'onde sortant par R_1 est en opposition de phase avec celle qu'on aurait eue si le système était réciproque. Un déphasage de π s'introduit donc entre les transmissions dans les deux sens. L'appareil de Hogan a été la première réalisation de ce genre de circuit dont les propriétés théoriques avaient été étudiées par TELLEGEN dès 1948 [12].

Autres applications de l'effet Faraday :

Le lecteur trouvera de nombreuses autres applications possibles, décrites dans les articles de HOGAN, ROWEN, SUHL et WALKER déjà cités ainsi que dans ceux de THUÉ [13], REICH [14]. Il est évident par exemple que, même sans faire appel à la non-réciprocité du phénomène, on a la possibilité, grâce à un champ H_0 contrôlable électriquement, de commander la rotation de la polarisation d'un champ U.H.F. et par conséquent de concevoir des atténuateurs, modulateurs d'amplitude, commutateurs pour U.H.F. On a aussi songé [15] à mesurer des variations très faibles de champ magnétique par les variations de rotation Faraday qu'elles produisent. Le champ d'applications est très varié.

B) APPAREILS A CHAMP TRANSVERSAL A LA DIRECTION DE PROPAGATION.

Découpleur à résonance ferromagnétique pour guide rectangulaire :

On a vu dans le chapitre I que, en présence d'un champ H_0 normal aux grandes faces d'un guide TE_{10} ,

une plaquette de ferrite longitudinale convenablement décalée par rapport au centre de la section droite, peut produire une forte absorption par résonance sur une onde U.H.F. venant dans un sens convenable, et une absorption théoriquement nulle pour une onde venant en sens inverse. Par suite de la déformation du champ due à la présence de la plaquette, la position optimum de celle-ci doit être déterminée empiriquement.

Ce système à transmission unilatérale est de réalisation plus simple que celui basé sur l'effet Faraday. Mais il nécessite un champ de quelques milliers d'oersteds puisqu'il est basé sur la production de la résonance. D'autre part, l'atténuation n'est guère moindre que 1 dB dans le sens direct si l'on veut avoir à peu près 15 dB dans le sens où il y a absorption. La figure 15 montre les résultats obtenus avec une réalisation de ce genre à 9 500 MHz environ.

Gyrateur à guide rectangulaire :

Le même dispositif peut servir à faire un gyrateur. Il suffit d'employer un champ statique inférieur à

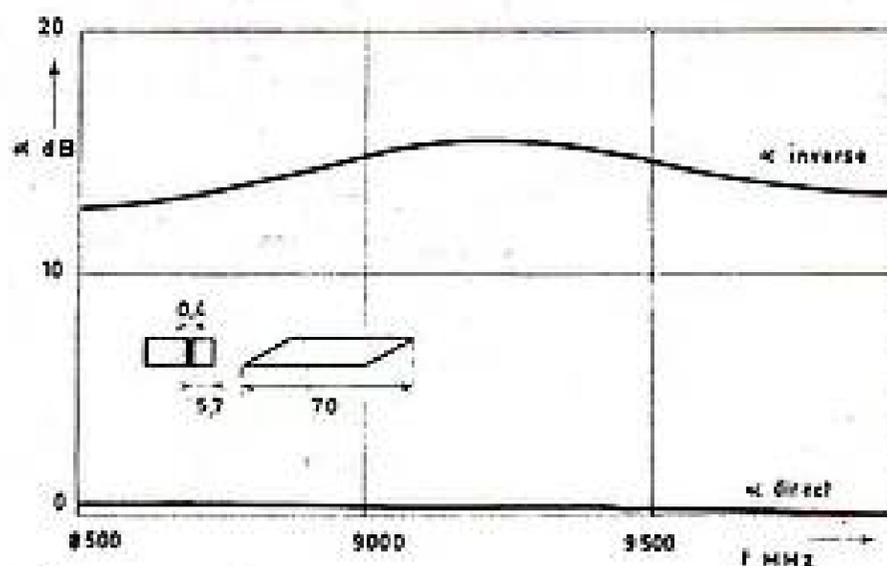


FIG. 15

celui de résonance, de placer la plaquette à une distance S où la différence entre les déphasages φ_{12} et φ_{21} qu'elle introduit entre les deux sens de propagation est maximum et de choisir en outre une longueur de plaquette suffisante pour que cette différence $\varphi_{12} - \varphi_{21}$ soit de 180° .

Atténuateur à ligne coaxiale :

REGGIA et BEATTY en 1953 [16] ont étudié un atténuateur constitué par un tronçon de coaxial

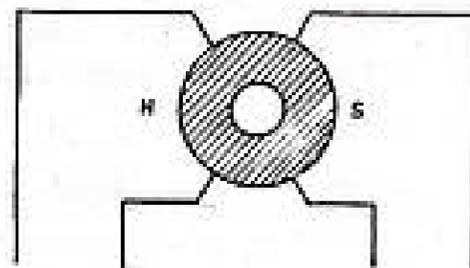


FIG. 16

rempli par un morceau de ferrite d'environ 10 mm de long, placé entre les pièces polaires d'un électroaimant (Figure 16). Le réglage du champ statique

BOONTON

BOONTON - N.J. - U.S.A.

RADIO
Corporation

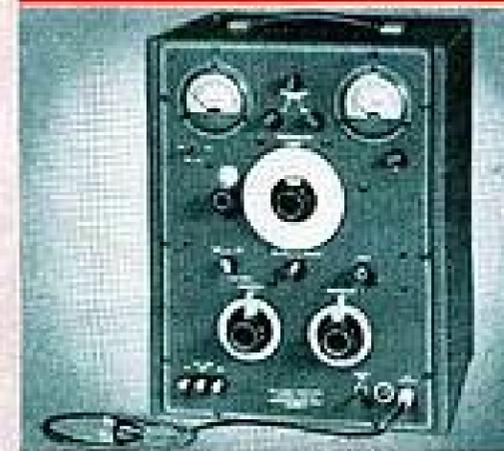


APPAREILS ÉLECTRONIQUES DE PRÉCISION

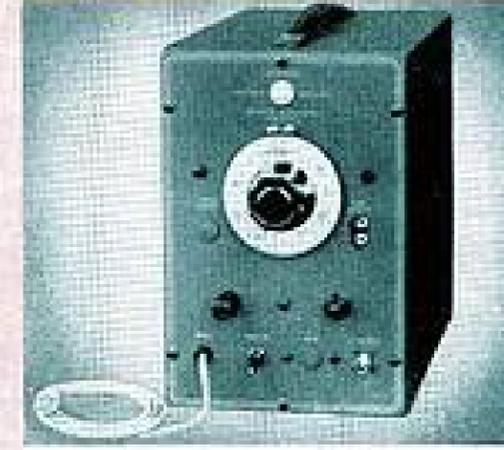
- 1- **RX-Mètre** : Pont à large bande pour HF, permettant les mesures d'impédance des dipôles.
- 2- **Q-Mètres** : Pour les fréquences basses, moyennes et hautes et très hautes
- 3- **UNIVERS** : Convertisseurs pour fréquences basses, moyennes et hautes.
- 4- **Générateurs de signaux** : A modulation d'amplitude et modulation de fréquence pour aides à la navigation, pour équipement mobile et récepteur de télévision. Balayage à large bande de précision avec marqueurs.
- 5- **Calibrateur HF** : Tension HF de référence pour des niveaux de l'ordre du microvolt et couvrant une gamme de fréquence étendue.



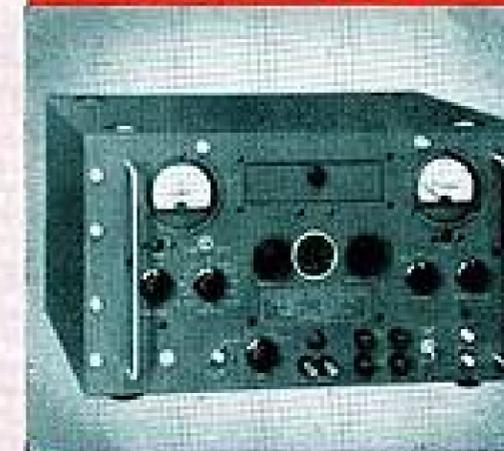
R.F. VOLTAGE STANDARD TYP 245 - A



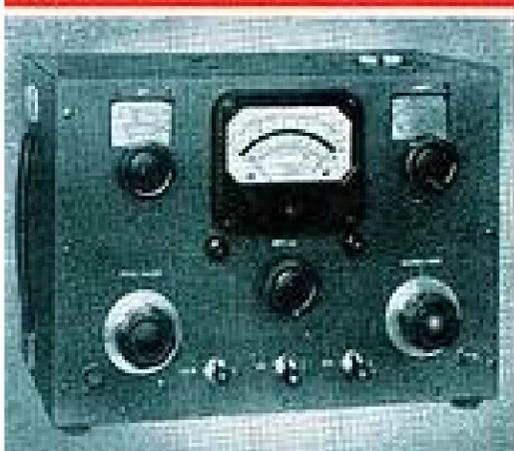
SIGNAL GENERATOR TYPE 202 B



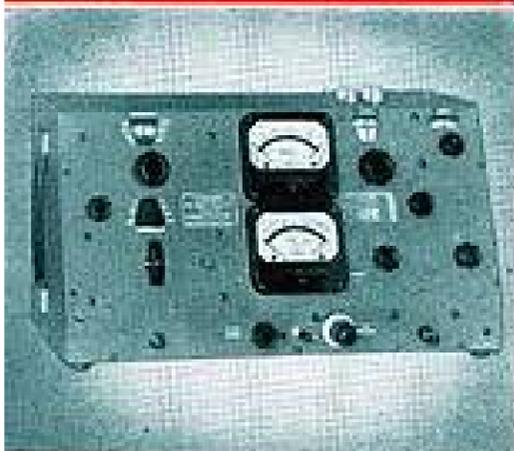
UNIVERTER TYPE E 81 - A



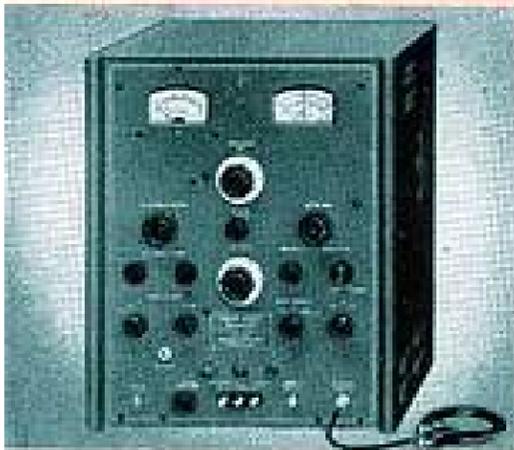
GUIDE SLOPE SIGNAL GENERATOR TYP 232 - A



Q - METER TYPE 190 - A



Q - METER TYPE 260 - A



SWEEP SIGNAL GENERATOR TYPE 240 - A



RX - METER TYPE 250 - A

Q-METRES				
Type	Fréquence	Q	Capacité d'accord	
160-A	50 Kc à 50 Mc	10 à 625	30-450 $\mu\mu\text{F}$	
190-A	20 Mc à 260 Mc	5 à 1.200	7,5 à 100 $\mu\mu\text{F}$	

GÉNÉRATEURS A MODULATION DE FRÉQUENCE ET MODULATION D'AMPLITUDE					
Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation		Application
			en fréq.	en ampl.	
202-B	54-216 Mc	0,1 à 200.000 μv	0-240 Kc	0-50 %	Générateur pour Equipem. mobile
202-C	54-216 Mc	0,1 à 200.000 μv	0-240 Kc	0-50 %	pour Télémesure
202-D	175-250 Mc	0,1 à 200.000 μv	0-240 Kc	0-100 %	

GÉNÉRATEUR A BALAYAGE DE FRÉQUENCE					
Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation		Marqueurs
			en fréq.	en ampl.	
240-A	4,5 à 120 Mc	1,0 à 100.000 μv	1 % à 30 % de la fréq. centrale	30 %	Quartz et impulsion

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX (COMM-RANGE) (PILOTE PAR QUARTZ)				
Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation	Application
211-A	88-140 Mc	0,1 à 200.000 μv	0-100 % AM	Récepteurs

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX D'AIDE A LA NAVIGATION « GLIDE SLOPE »				
Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation	Application
232-A	329-335 Mc	1,0 à 200.000 μv	0-100 % AM	Récepteurs « Glide Slope »

RX-Mètre - APPAREIL DE MESURE D'IMPÉDANCE A LARGE BANDE				
Type	Fréquence	Gamme : R	Gamme : C	Gamme : L
250-A	0,5 à 250 Mc	15 à 100.000 Ω	0-20 $\mu\mu\text{F}$ 0-120 $\mu\mu\text{F}$	0,001 μh - 100 mh

CALIBRATEUR HF				
Type	Fréquence	Tension d'échelle	Impédance de sortie	Application
245-A	0,1 à 1.000 Mc	0,5-1,0-2,0 μv	50 ohms	Étalonnage des générateurs HF

UNIVERS					
Type	Fréquence	Tension de sortie	Modulation		Accessoires pour
			en fréq.	en ampl.	
207-A	0,1 à 55 Mc	0,1 à 100.000 μv	0-240 Kc	0-50 %	202-B et 202-C
207-B	0,1 à 55 Mc	0,1 à 100.000 μv	0-250 Kc	0-50 %	202-D
203-B	0,1 à 25 Mc	1,0 à 100.000 μv	1,5 à 30 Mc	30 %	240-A

* AUX U.S.A.
RADIOPHON CORP.
509 MADISON AVENUE
NEW-YORK

ETS RADIOPHON

50, FAUBOURG POISSONNIERE - PARIS (10^e) * * PRO. 52-03. 04

AGENT EXCLUSIF
FRANCE ET U. I.

permet, de faire varier la perméabilité effective complexe et par conséquent l'atténuation.

L'avantage de ce système sur les atténuateurs à coupure usuels dans la technique des coaxiaux est

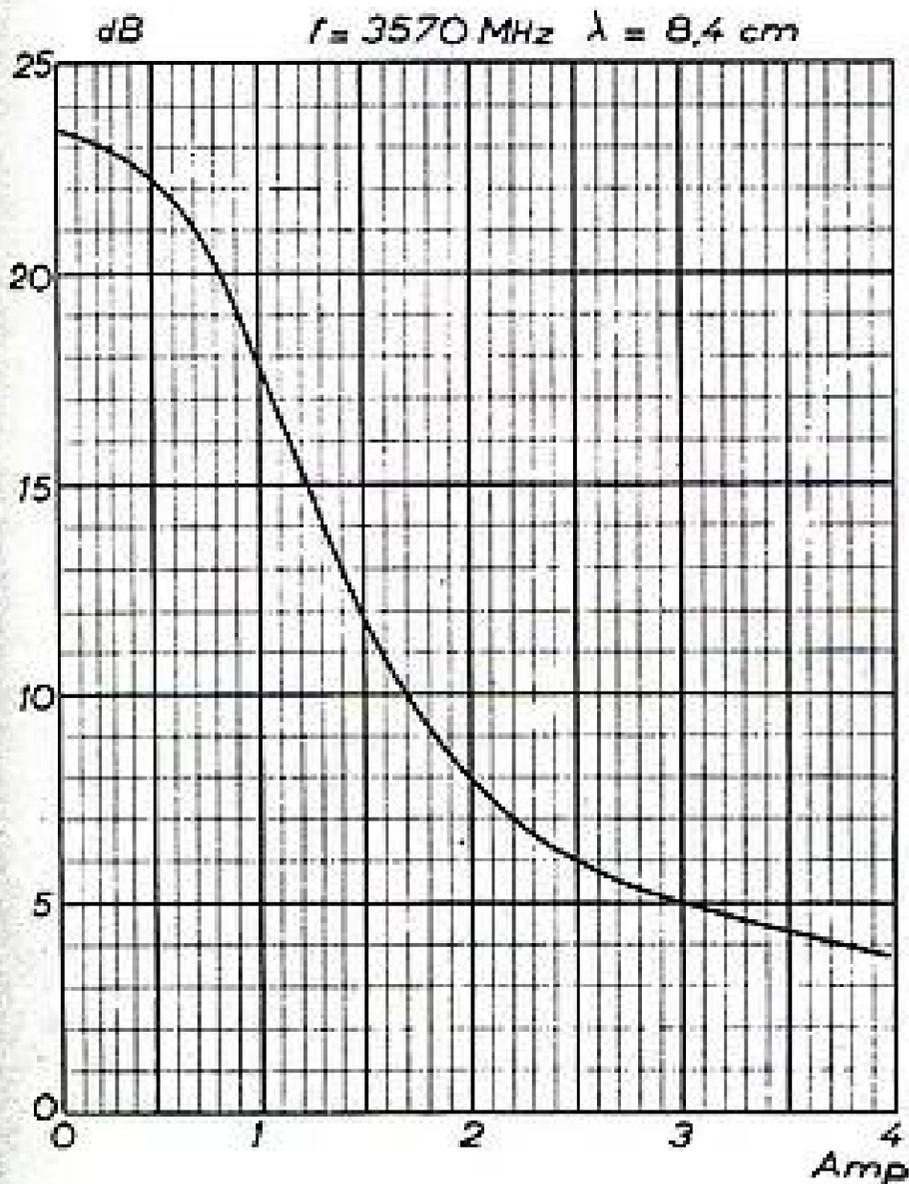


FIG. 17

que l'atténuation minimum possible est de 2 dB au lieu de 20 environ. La figure 17 représente les performances d'un atténuateur de ce genre réalisé

au Laboratoire de Haute-Fréquence de Grenoble par J. MUNIER (en abscisses : courant magnétisant de réglage de H_0).

Conclusion.

L'exposé élémentaire que nous venons de faire montre déjà la variété des applications extrêmement intéressantes des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites en hyperfréquences. Beaucoup d'autres dispositifs sont en voie d'élaboration. Dans tous, il est important de veiller à ce que les effets des variations de température sur les propriétés du ferrite soient corrigés ainsi que ceux des variations de fréquence. Ces problèmes, que nous avons volontairement passés sous silence pour ne pas alourdir l'exposé, constituent un autre aspect des recherches techniques nécessaires dans ce vaste et passionnant domaine.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] D. FOLDER et H.H. WILLS, *Phil. Mag.*, 1949, 40, 99.
- [2] C.L. HOGAN, *Bell System, Techn. J.*, 1952, 31, 1.
- [3] G.T. RADO, *Phys. Rev.*, 1953, 89, 529.
- [4] J.H. ROWEN, *Bell System, Techn. J.*, 1953, 32, 1358.
- [5] H. SUHL, L.R. WALKER, *Phys. Rev.*, 1952, 88, 122 et *Bell System, Techn. J.*, 1954, 33, p. 579, p. 939, p. 1133.
- [6] M.L. KALES, *N.R.L.*, Report 4027, 1952, August 8.
- [7] H. GANO, *J. Phys. Soc. Japan*, 1953, 8, 176.
- [8] A.A. VAN TRIER, *Appl. Sc. Res.*, 1954, B, 3, 305.
- [9] N.G. SAKIOTIS, H.N. CHAFF, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 87 et *Trans. I.R.E.*, 1953, vol. M.T.T.1, p. 11.
- [10] H. TURNER, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 937.
- [11] A. KASTLER, *C.R. Ac. Sc. Paris*, 1954, 238, 1007.
- [12] B.D.H. TELLBORN, *Phil. Res. Reports*, 1948, 3, 81 et 321 ; 1949, 4, 366.
- [13] M. TRUK, *Electronique*, 1955, 9.
- [14] K.H. REICH, *Z. angew. Phys.*, 1954, 326 et *Arch. der Elek. Übertragung*, 1954, 8, 317.
- [15] P.J. ALLEN, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 100.
- [16] F. REGGIA et R. W. BEATTY, *P.I.R.E.*, 1953, 41, 93.

CFTH

APPLICATIONS DU DÉTECTEUR DE FUITES TH.M. 101

Réalisé sous licence du Commissariat à l'Énergie Atomique :

Dans tous les cas où des enceintes doivent faire preuve d'une étanchéité absolue : tubes électroniques, lampes d'éclairage, redresseurs à gaz ou à vapeur de mercure, appareillage de physique et de nucléonique, matériel de distillation, de réfrigération, de conditionnement, contrôle de l'étanchéité des soudures, de scellements verre-métal, de l'herméticité des boliers, contrôle de la porosité de pièces métalliques : réservoirs, échangeurs thermiques, bouilleurs, condensateurs.

CARACTÉRISTIQUES DU DÉTECTEUR DE FUITES

- Dimensions : H : 1,30 m - L : 0,63 m - P : 0,58 m.
- Poids : environ 175 kg.
- Alimentation : 110 V \pm 5% - 50 Hz.
- Puissance : 1.500 W.
- Sensibilité : une partie d'hélium dans 1.10^6 parties d'air.



- HAUTE SENSIBILITÉ
- AUTOMATICITÉ
- SÉCURITÉ D'EMPLOI
- FACILITÉ D'EXPLOITATION

C O M P A G N I E F R A N Ç A I S E

THOMSON-HOUSTON

G R O U P E É L E C T R O N I Q U E

173, BD HAUSSMANN, PARIS-8^e - ÉLY. 83-70 - ADR. TÉL. ÉLIHU 42, PARIS

RELATIONS ENTRE LA STRUCTURE DES FERRITES ET LES CONDITIONS DE LEUR RÉSONANCE DANS LES GUIDES D'ONDE. GUIDES UNIDIRECTIONNELS (1)

PAR

J. SUCHET

Ingénieur aux Laboratoires de la S.A. Philips (2)

1. Introduction.

Monsieur le professeur BENOIT a exposé précédemment d'une manière très complète et très claire le principe de la résonance magnétique des ferrites et les applications de ce phénomène dans la technique des hyperfréquences [1]. Le but du présent article est d'apporter quelques précisions sur l'influence de la composition des ferrites et des conditions de leur préparation sur leur comportement à la résonance. Nous résumerons les points principaux sur lesquels ont porté les travaux — tant théoriques que pratiques — au cours des dernières années.

On sait que la relation fondamentale donnant la fréquence de résonance d'une pièce de ferrite dans un guide d'onde est : $f = \frac{\gamma}{2\pi} H_{eff}$. Dans cette relation, le rapport γ est lié à ce que nous appellerons le « facteur g efficace » de la ferrite, c'est-à-dire à la structure de ses ions métalliques ; le champ efficace dépend de la forme de la pièce de ferrite et de son intensité d'aimantation à saturation, c'est-à-dire du moment résultant de la molécule de ferrite ; enfin la valeur de l'atténuation provoquée par la pièce de ferrite au voisinage de la résonance dépend de la composition de la ferrite utilisée et de ses conditions de frittage. Ce sont ces trois points sur lesquels nous allons essayer d'apporter quelque lumière. Mais, auparavant, nous croyons utile de rappeler brièvement quelques notions générales sur l'origine physique du magnétisme dans les solides, et nous en excusons auprès de ceux à qui ces notions sont familières.

2. Rappel de notions fondamentales sur le magnétisme.

Nous allons remonter pour commencer au postulat fondamental de BOHR relatif à l'orbite décrite dans un atome par un électron. Dans le cas simple d'une orbite circulaire de rayon r , BOHR postule que le moment angulaire MA associé à l'orbite est un multiple entier de $h/2\pi$:

$$MA_{orb} = \underline{mr^2 \omega} = p \frac{h}{2\pi} \text{ uém}$$

Dans ces conditions, le moment magnétique MM associé à cette même orbite, égal à celui du feuillet magnétique de surface πr^2 délimité par le courant équivalent $e \omega/2\pi$, s'écrit en faisant apparaître la masse de l'électron :

$$\begin{aligned} MM_{orb} &= \pi r^2 \cdot \frac{e \omega}{2\pi} \\ &= \frac{e}{2m} \cdot \underline{mr^2 \omega} = \frac{e}{2m} \frac{ph}{2\pi} = p \frac{he}{4\pi m} \text{ ergs/gauss.} \end{aligned}$$

Il est donc multiple d'une quantité élémentaire $\mu_B = hc/4\pi m = 0,927 \times 10^{-20}$ ergs/gauss qui est le magnéton de BOHR. Le rapport du moment angulaire orbital de l'électron à son moment magnétique orbital, ou « rapport gyromagnétique » de l'électron lié décrivant une orbite est donc :

$$\beta_{orb} = \frac{MA_{orb}}{MM_{orb}} = - \frac{2m}{e} = - 1,13 \times 10^{-7} \text{ uém}$$

On fait généralement intervenir dans les phénomènes

(1) Communication présentée à la 5^e section de la Société des Radio-électriciens le 16 janvier 1956.

(2) Actuellement au Centre de Recherches des Produits Chimiques de la Compagnie Saint-Gobain.

Téléphonie

PAR COURANT PORTEUR

SUR LIGNE AÉRIENNE

★ TURQUIE

★ NORVÈGE

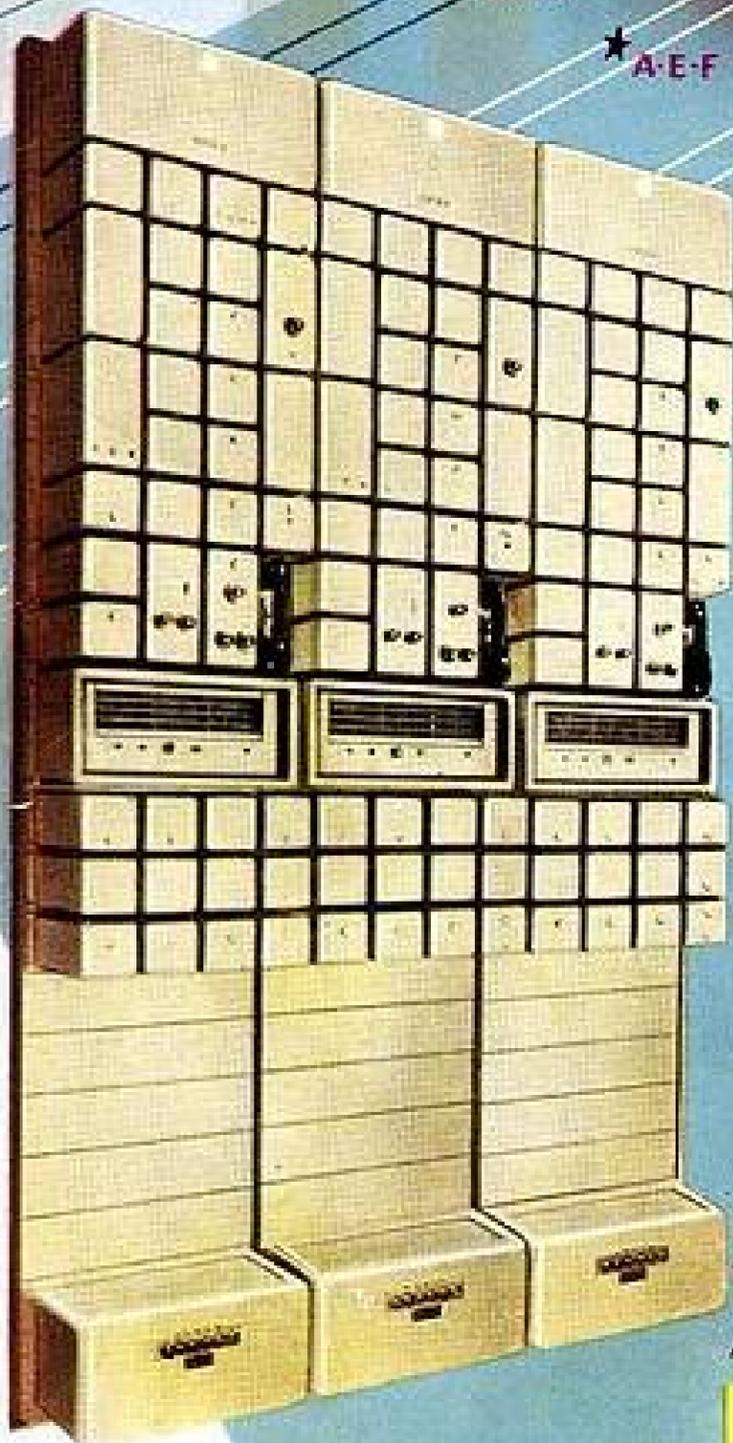
★ FINLANDE

★ GRÈCE

★ A-E-F

★ MADAGASCAR

★ A-O-F



Madagascar

STATION TERMINALE
DE TANANARIVE

desservant

- FIANARANTSOA
- TAMATAVE
- MAJUNGA

EN COURS
D'ÉQUIPEMENT

TÉLÉCOMMUNICATIONS
Radioélectriques et Téléphoniques

TRT

26 RUE BOYER — PARIS - XX^e — TEL : MEN 62-94

de résonance le rapport inverse ou « rapport magnéto-mécanique » :

$$\gamma_{orb} = \frac{MM_{orb}}{MA_{orb}} = \frac{1}{\rho} = -\frac{e}{2m} = -0,88 \times 10^7 \text{ uém}$$

La valeur algébrique de ces rapports est négative puisque le moment angulaire est opposé au moment magnétique.

LARMOR a montré mathématiquement que, lors de l'établissement d'un champ magnétique, le moment magnétique lié à la présence d'un électron sur une orbite atomique ne s'alignait pas exactement sur la direction du champ mais tournait autour avec un mouvement de précession dont la vitesse angulaire est :

$$\Omega = -eH/2m = -H/\rho$$

où ρ est le rapport gyromagnétique, ou encore :

$$\Omega = -\gamma H = -2\pi f \text{ soit } \gamma/2\pi = -f/H$$

où l'on voit que le rapport magnéto-mécanique γ peut être exprimé en unités de fréquence par oersteds. Si l'on ne prend en considération que le moment magnétique orbital MM_{orb} , nous aurons :

$$|\gamma/2\pi| = 0,88 \times 10^7/2\pi \text{ uém} = 1,40 \text{ Mc/s/O.}$$

Nous rappellerons encore, pour la bonne forme, que dans le système électronique d'un atome, les électrons sont répartis sur des niveaux $n = 1, 2, 3, \dots$ et que le moment magnétique de chaque électron résulte pour une part, comme nous venons de le voir, du moment orbital :

$$\overrightarrow{MM}_{orb} = \vec{l} \frac{he}{4\pi m}$$

où $l = 0, 1, 2, \dots (n-1)$ correspond aux électrons appelés s, p, d, f, g, \dots , et pour une autre part de son moment intrinsèque ou spin :

$$\overrightarrow{MM}_{spin} = \vec{s} \frac{he}{4\pi m}$$

où $s = 1/2$. L'action d'un champ magnétique fait apparaître les projections m_l et m_s sur la direction du champ des vecteurs \vec{l} et \vec{s} avec $-l < m_l < +l$ (valeurs entières) et $m_s = \pm 1/2$. D'après le principe d'exclusion de PAULI, deux électrons appartenant à un même atome ne peuvent pas avoir les 4 nombres n, l, m_l, m_s identiques. La première conséquence en est une limitation du nombre d'électrons possibles dans chaque niveau ($2n^2$) et dans chaque groupe ($2(2l+1)$) soit 2, 6, 10, 14, ... pour les groupes

s, p, d, f, \dots). La seconde conséquence est que dans un groupe complet, c'est-à-dire contenant $2(2l+1)$ électrons,

$$\sum m_l = 0 \quad \text{et} \quad \sum m_s = 0$$

Donc – et ceci est fondamental – *seuls les groupes incomplets peuvent contribuer au moment magnétique de l'atome*. Ainsi la notation $1s^2 2s^2 p^6 3s^2 p^6 d^5 4s^2$, relative au système électronique de l'atome de manganèse signifiera tout simplement :

niveau $n = 1, l = 0$ (s)	2 électrons
niveau $n = 2, l = 0$ (s)	2 " "
	$l = 1$ (p) 6 " "
niveau $n = 3, l = 0$ (s)	2 " "
	$l = 1$ (p) 6 " "
	$l = 2$ (d) 5 " (<i>incomplet</i>)
niveau $n = 4, l = 0$ (s)	2 " "

et seul le groupe $3d^5$ pourra contribuer au moment magnétique de l'atome. Si, au lieu de considérer des atomes, nous considérons des ions (complètement ionisés), le dernier groupe sera toujours complet. Seuls présenteront alors un moment magnétique les ions des éléments de transition, avec le groupe $3d$ incomplet pour la série du Scandium au Nickel, ou le groupe $4f$ incomplet pour la série du Cérium au Tungstène.

De même qu'il existe pour un électron un vecteur \vec{j} résultant de la composition des vecteurs \vec{l} et \vec{s} , de même pour un atome ou un ion on peut concevoir la sommation séparée de tous les vecteurs \vec{l} et \vec{s} du système électronique donnant deux vecteurs \vec{L} et \vec{S} qui à leur tour se composent en un vecteur \vec{J} . On connaît à l'heure actuelle les valeurs de L, S et J pour la plupart des atomes et des ions et le tableau I les reproduit pour quelques éléments. Il semblerait donc que le moment magnétique d'un atome soit égal à J fois le moment élémentaire $\mu_B = he/4\pi m$, soit $J \mu_B$. En fait, le recoupement de résultats expérimentaux d'origine diverse montre que ce moment est :

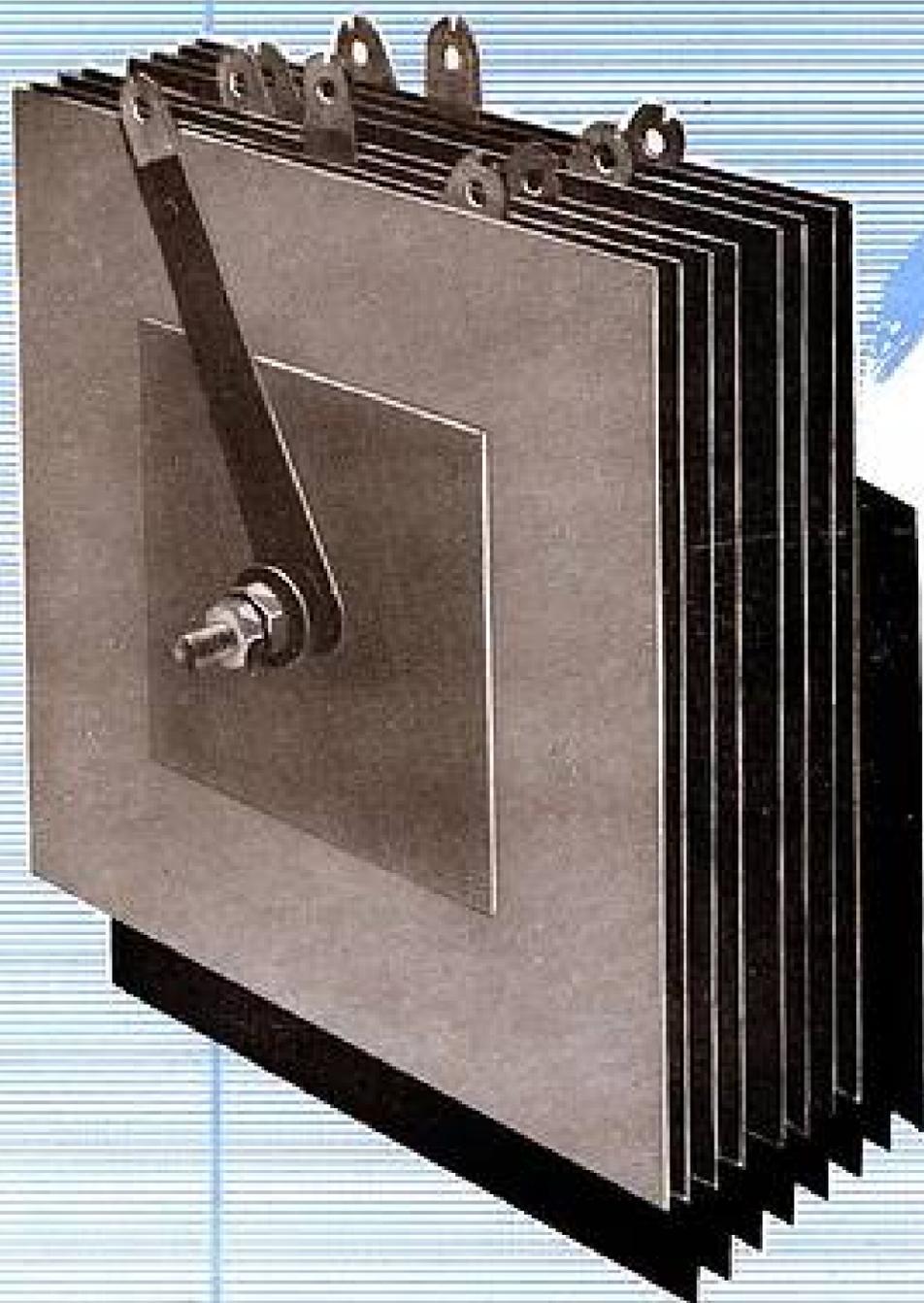
$$\overrightarrow{MM}_{tot} = gJ \mu_B$$

où l'apparition de g , appelé « facteur spectroscopique », est justifié par la théorie de la Mécanique Ondulatoire. Sa valeur est généralement comprise entre 1 et 2. La valeur du rapport magnéto-mécanique d'un système électronique devient alors :

$$\gamma_{tot} = \frac{MM_{tot}}{MA_{tot}} = -\frac{gJ he/4\pi m}{J h/2\pi} = -\frac{gc}{2m}$$

Le théorème de LARMOR dit que pour un atome dans un champ magnétique le mouvement des électrons

CELLULES REDRESSEUSES SELENOX L.M.T.



DES ESSAIS
SYSTEMATIQUES
GARANTISSENT
LA REGULARITE
DE LA
QUALITE

Des cellules L.M.T. fonctionnent sans interruption depuis plus de 150.000 heures

L.M.T.

46, QUAI DE BOULOGNE - BOULOGNE-BILLANCOURT (SEINE) - TÉL. : MOL. 50-00

Tableau I (atome supposé isolé)

Symbole chimique	Numéro atomique	Formule électronique	L	S	J
H	1	1s	0	0,5	0,5
He	2	1s ²	0	0	0
Li	3	1s ² 2s	0	0,5	0,5
Be	4	1s ² 2s ²	0	0	0
B	5	1s ² 2s ² p	1	0,5	0,5
Mn	25	1s ² 2s ² p ⁶ 3s ² p ⁶ d ⁵ 4s ²	0	2,5	2,5
Fe	26	1s ² 2s ² p ⁶ 3s ² p ⁶ d ⁶ 4s ²	2	2	4
Co	27	1s ² 2s ² p ⁶ 3s ² p ⁶ d ⁷ 4s ²	3	1,5	4,5
Ni	28	1s ² 2s ² p ⁶ 3s ² p ⁶ d ⁸ 4s ²	3	1	4

est le même qu'en l'absence du champ sous réserve de la superposition d'un mouvement de précession d'ensemble de fréquence angulaire $\Omega = -H \cdot ge/2m = -\gamma H$. Nous aurons donc :

$$\left| \frac{\gamma}{2\pi} \right| = f/H = ge/4\pi m \quad \text{exprimé en c/s/}\Phi.$$

La fréquence du mouvement de précession dépendra de la valeur du facteur g : $\gamma/2\pi = 1,4$ Mc/s/ Φ pour $g = 1$ et $2,8$ Mc/s/ Φ pour $g = 2$. Nous savons que le phénomène de résonance n'est autre que l'entretien de ce mouvement de précession par un champ alternatif de fréquence f .

3. Conditions de la résonance des ferrites dans les guides d'onde.

Après ces considérations générales, nous allons restreindre le problème aux cations métalliques de la première série des éléments de transition qui interviennent dans la structure des ferrites. Nous précisons d'abord la valeur du facteur spectroscopique de ces ions puis, après un bref rappel de la structure des ferrites magnétiques, nous définirons le « facteur g efficace » de ces composés qui permet de calculer leur rapport magnétomécanique. Enfin nous indiquerons les procédés de calcul du champ efficace et l'influence des conditions de frittage.

3.1. — FACTEUR SPECTROSCOPIQUE.

Voyons d'abord comment on peut obtenir les valeurs des facteurs spectroscopiques g . Pour les ions métalliques qui nous intéressent dans les ferrites, les moments magnétiques orbitaux des systèmes électroniques sont presque complètement bloqués, de sorte que nous pouvons oublier l'existence des vecteurs \vec{L} et ne retenir que les valeurs des

vecteurs \vec{S} dus à la composition des moments de spin de tous les électrons du groupe $3d$. La théorie laisse prévoir que dans les champs magnétiques faibles, comme ceux intervenant dans la mesure des susceptibilités ioniques, le moment magnétique total a pour expression :

$$(1) \quad MM_{tot} g \sqrt{S(S+1)} \mu_B = p_{eff} \mu_B$$

Au contraire, dans un champ magnétique intense, le moment magnétique à saturation a pour expression :

$$(2) \quad MM_{tot} = gS \mu_B$$

La quantité p_{eff} de la relation (1) peut être obtenue aisément puisqu'elle intervient dans l'expression de la susceptibilité ionique des ions paramagnétiques en solution :

$$(3) \quad \chi_A = kP_a/d = N^2 p_{eff}^2 \mu_B^2 / 3 RT$$

où χ_A est la susceptibilité magnétique atomique, k la susceptibilité magnétique en uém par cm³ ($k = 1/H$), d la densité, P_a le poids atomique, N le nombre d'Avogadro, μ_B le magnéton de Bohr, R la constante des gaz parfaits et T la température absolue. On peut donc en tirer le facteur g connaissant la structure de l'ion. D'autre part, dans la relation (2) le moment magnétique peut être calculé en fonction de l'intensité d'aimantation à saturation ou de l'induction à saturation à condition de prendre les valeurs extrapolées à 0° K :

$$(4) \quad \left\{ \begin{array}{l} MM_{tot} = gS \mu_B = \frac{P_m I_s}{Nd_a} \text{ uém} \\ 4\pi I_s = B_s = (B-H) H-H_{sat} \end{array} \right.$$

Tous les Fils, Câbles, Cordons, Tresses, etc...
pour la
Radio et Télévision
Stock disponible permanent



ALLIOT, LIMASSET & C^{IE}
38, RUE DE REUILLY - PARIS - 12^e - DID. 57-20

LEAR S. A., GENÈVE

Filiale de la très importante entreprise spécialisée dans l'équipement radio, la construction de pilotes automatiques, d'instruments de communication et de navigation aérienne, avec usine à LOS ANGELES, GRANDS-RAPIDS (Michigan), ELYRIA (Ohio) et en Allemagne.

Cherche : INGÉNIEURS ET PHYSICIENS
de première force en électronique et radio et en particulier spécialisés dans les domaines suivants: *Antennes, Émetteurs et Récepteurs VHF, Techniques des impulsions, Application des transistors.*

Emplois intéressants avec possibilité de séjour temporaire aux U.S.A. Toutes les offres, aussi détaillées que possible doivent être adressées à

LEAR S. A., Aéroport, Genève 15 (Suisse)

COMPAIN-QUÉRAL

LA FIBRE DE VERRE

★

Extrait de la table des matières :

- Théorie de la fabrication du verre filé.
- Propriétés du verre filé.
- Fabrication du verre textile.
- Façonnage des fibres de verre textile.
- Application du verre textile.
- Fabrication du verre d'isolation.
- Propriétés du verre d'isolation.
- Applications du verre d'isolation.

★

1 volume — 78 pages — 55 figures
395 F port compris

Aux Editions **CHIRON**, 40, rue de Seine, Paris-6^e

Le
UGON 2
BREVETÉ S.G.D.G.



RELAIS SUBMINIATURE

GRANDER BELLE

- SENSIBILITÉ 2 milliwatts
- POUVOIR DE COUPURE 24 V. - 0,5 A
- TROPICALISÉ (soudures métal-verre)
- MONTAGE A VOLONTÉ sur support subminiature rond normal ou fils à souder
- H. F. 0,7 PF!

LE PROTOTYPE MÉCANIQUE
16 Bis RUE GEORGES PITARD - PARIS (15^e) - YAU. 38-03

PUBL. RAPPY

Les numéros de Mars 1955 et Mars 1956 de

L'ONDE ÉLECTRIQUE

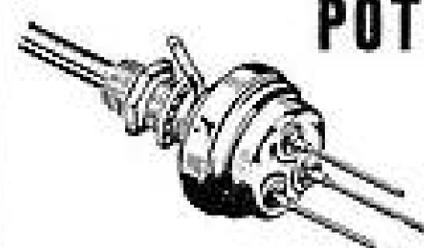
constituent une somme de

la technologie des pièces détachées radioélectriques modernes

Prix exceptionnel pour ces 2 numéros : 800 F.

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine
PARIS-6^e — C.C.P. Paris 53-35

POTENTIOMÈTRES



- GRAPHITÉS OU BOBINÉS
- ÉTANCHES OU STANDARDS
- A PISTE MOULÉE

Variohm XX

Rue Charles-Vapereau, RUEIL-MALMAISON (S.-&O.) - Tél. MAL. 24-54
Publ. RAPPY

où P_m est le poids moléculaire et d_a la densité apparente. Cette relation se simplifie en [2] :

$$(5) \quad B_k = 4\pi I_k = \text{env. } 7 \times 10^4 gS \frac{d_a}{P_m} \text{ gauss}$$

d'où l'on peut encore tirer la valeur de g , mais avec moins de précision qu'à partir des mesures de susceptibilités.

L'expérience montre que la première structure existe seulement lorsque l'ion Me^{2+} ne possède pas de moment magnétique, par exemple Zn^{2+} . Nous avons un seul sous-réseau d'ions magnétiques, le sous-réseau B , entre les ions duquel l'intégrale d'échange est nulle : la ferrite est donc *paramagnétique*. Par contre la seconde structure existe chaque fois que l'ion Me^{2+} possède un moment magnétique. Nous avons alors en effet deux sous-réseaux d'ions magnétiques entre lesquels existe une intégrale

Tableau II (ions du groupe du fer) d'après KITTEL.

Nombre d'électrons	ions	groupe	L	S	$\sqrt{S(S+1)}$	$\mu_{\text{eff exp.}}$	g (1)	gS
18	Sc^{3+}, V^{3+}	d^0	0	0	0			
19	Sc^{2+}, Ti^{3+}, V^{3+}	d^1	2	0,5	0,86	1,8	—	—
20	Ti^{2+}, V^{3+}	d^2	3	1	1,41	2,8	(1,98)	(1,98)
21	V^{2+}, Cr^{3+}, Mn^{3+}	d^3	3	1,5	1,93	3,8	(1,97)	(2,95)
22	Cr^{2+}, Mn^{3+}	d^4	2	2	2,45	4,9	2,0	4,0
23	Mn^{2+}, Fe^{3+}	d^5	0	2,5	2,95	5,9	2,0	5,0
24	Fe^{2+}, Co^{3+}	d^6	2	2	2,45	5,4	2,2	4,4
25	Co^{2+}, Ni^{3+}	d^7	3	1,5	1,93	4,8	2,5	3,7
26	Ni^{2+}	d^8	3	1	1,41	3,2	2,3	2,3
27	Cu^{2+}	d^9	2	0,5	0,86	1,9	2,2	1,1
28	Cu^{+}, Zn^{2+}	d^{10}	0	0	0			

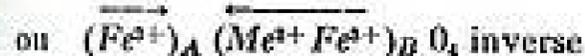
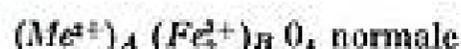
(1) Moments orbitaux supposés complètement bloqués.

Le tableau II donne les valeurs de L , S , de g obtenu à partir des mesures de susceptibilité, et du moment à saturation $M = gS$ exprimé en magnétons de Bohr pour les ions de la première série d'éléments de transition. On sait que ceux-ci possèdent plusieurs états d'ionisation possibles par échange d'électrons entre les niveaux $3d$ et $4s$ [3], et le groupement d'ions d'éléments voisins possédant une même composition du niveau incomplet est justifié par la règle de déplacement magnétique de KOSSEL.

3.2. — STRUCTURE DES FERRITES.

Nous allons voir maintenant de quelle manière ces ions sont disposés dans la structure spinelle caractéristique des ferrites et ce qu'il faut entendre par « ferrimagnétisme ».

Le Docteur WIJN, dans le remarquable exposé qu'il a fait il y a maintenant deux ans devant la Société des Radioélectriciens [4], avait rappelé la conception classique des ferrites comme composées de deux sous-réseaux d'ions A et B, situés respectivement dans les sites tétraédriques et octaédriques laissés par l'empilement compact des ions oxygène. La formule des ferrites simples $MeFe_2O_4$ peut alors s'écrire de deux manières différentes :



d'échange négative : la ferrite est donc *antiferromagnétique* mais, les deux moments n'étant pas égaux, il subsiste un moment résultant :

$$[M(Fe^{2+}) + M(Me^{2+})]_B - [M(Fe^{2+})]_A = M(Me^{2+})$$

Dans une ferrite magnétique simple possédant la structure inverse idéale, le moment à saturation est donc égal à celui de l'ion magnétique divalent, ainsi que le montre le tableau III qui se réfère aux valeurs du produit gS indiquées dans le tableau II.

Tableau III

ferrite	ion magn. divalent	gS calculé (tableau II)	gS expérimental WENT et GORTER
$MnFe_2O_4$	Mn^{2+}	5,0	5,0
$FeFe_2O_4$	Fe^{2+}	4,4	4,2
$CoFe_2O_4$	Co^{2+}	3,7	3,3
$NiFe_2O_4$	Ni^{2+}	2,3	2,3
$CuFe_2O_4$	Cu^{2+}	1,1	1,3

SEMI-CONDUCTEURS

Germanium & Silicium

THOMSON

Ag. PUILLET-DOHENACH

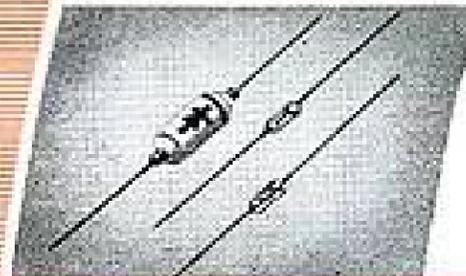


CRISTAUX DÉTECTEURS AU SILICIUM

DIODES A POINTE ENVELOPPE VERRE SILICIUM

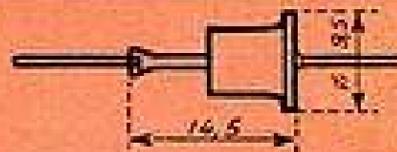


Caractéristiques électriques	TNP7	TNP8	TNP9	TNP10	TNP11	TNP12
Tension inverse maxi. de crête (Volts)	200	150	100	50	30	10
Courant inverse maxi. à 25° C. (µA)	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Courant inverse maxi. + 150° C. (µA)	100	100	100	100	100	100
Courant direct mini. à la tension + 1 V. (mA)	1	2	3	4	1	10
Courant moyen redressé maxi. (mA)	30	40	40	50	30	60
Courant de crête maxi. (mA)	100	120	120	150	100	180



DIODES A POINTE

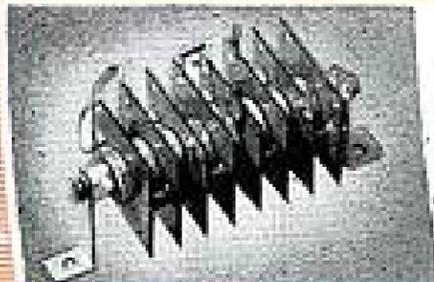
DIODES A JONCTION ENCEINTE ÉTANCHE SILICIUM



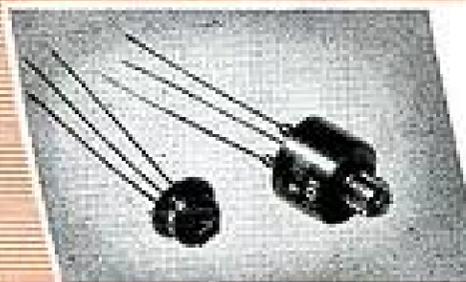
Caractéristiques électriques	TNP1	TNP2	TNP3	TNP4	TNP5	TNP6
Tension inverse maxi. de crête (Volts)	100	200	300	400	500	600
Courant inverse maxi. (µA)	3	7,5	10	15	17,5	20
Courant moyen redressé maxi. (mA) sur charge résistive	300	300	300	300	300	300
Courant maxi. de surcharge pour 2 milli sec. (Amp. crête)	3	3	3	3	3	3
Chute de tension maxi. pour un débit de 300 mA (Volts)	2	2	2	2	2	2



DIODES A JONCTION



REDRESSEURS MOYENNE PUISSANCE



TRANSISTORS



CELLULES POUR REDRESSEURS DE PUISSANCE

DÉPARTEMENT " SEMI-CONDUCTEURS "

THOMSON  HOUSTON

29 BIS RUE DE CRONSTADT - PARIS XV* - LEC 27-29

Tableau IV

Zn Fe ₂ O ₄ % mol	Ni Fe ₂ O ₄ % mol	formule développée sites A (tétr.) B (oct.)	moments résultants	
			calculé Σ (gS) _B - Σ (gS) _A	expérim. WENT-GORTER
0	100	(Fe _{1,0} ²⁺) _A (Ni _{1,0} ²⁺ Fe _{1,0} ²⁺) _B	5 + 2,3 - 5 = 2,3	2,3
10	90	(Zn _{0,1} ²⁺ Fe _{0,9} ²⁺) _A (Ni _{0,9} ²⁺ Fe _{1,1} ²⁺) _B	5,5 + 2,1 - 4,5 = 3,1	2,9
30	70	(Zn _{0,3} ²⁺ Fe _{0,7} ²⁺) _A (Ni _{0,7} ²⁺ Fe _{1,3} ²⁺) _B	6,5 + 1,7 - 3,5 = 4,7	4,2
50	50	(Zn _{0,5} ²⁺ Fe _{0,5} ²⁺) _A Ni _{0,5} ²⁺ Fe _{1,5} ²⁺) _B	7,5 + 1,1 - 2,5 = 6,1	5,0

Passons maintenant aux ferrites complexes pour lesquelles deux possibilités sont à retenir : transition entre la structure inverse et la structure normale d'une part, changement de signe du moment résultant d'autre part. Ce dernier phénomène peut être provoqué soit par une variation de température, soit par une variation de composition.

En ce qui concerne la transition entre la structure inverse et la structure normale, l'exemple le plus connu est celui des ferrites mixtes de nickel/zinc (et de manganèse/zinc) qui constituent la plus grande part des ferrites magnétiques du commerce [5]. Le tableau IV montre comment le moment magnétique peut croître au début malgré la substitution d'un ion non-magnétique (Zn²⁺) à un ion magnétique (Fe²⁺). Mais la chute de la valeur du moment des ions des sites A tend à diminuer l'intégrale d'échange entre ions A et B et déjà pour 50 % de ferrite de zinc le moment résultant expérimental est nettement inférieur à la valeur calculée ; il chute rapidement pour les teneurs plus élevées [2].

En ce qui concerne le changement de signe du moment résultant, l'influence de la température avait été indiquée par le Docteur WIGNAUX auquel j'emprunte la figure 1 [4]. Le cas indiqué en b se présente par exemple dans la ferrite/chromite de lithium de formule développée :

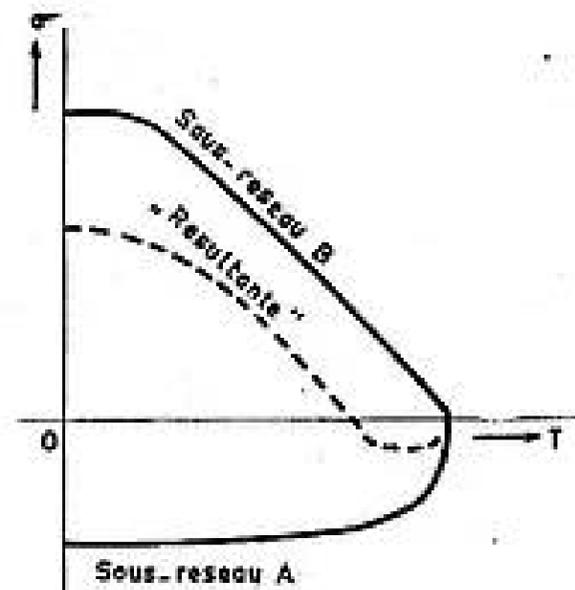
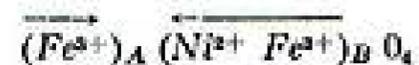
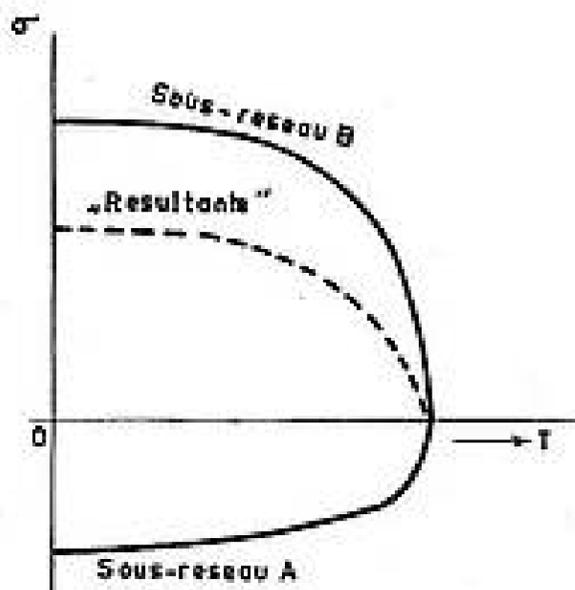
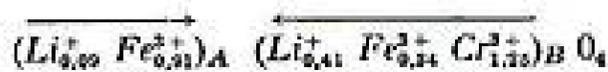


FIG. 1 — Aimantation à saturation résultant des aimantations opposées des deux sous-réseaux

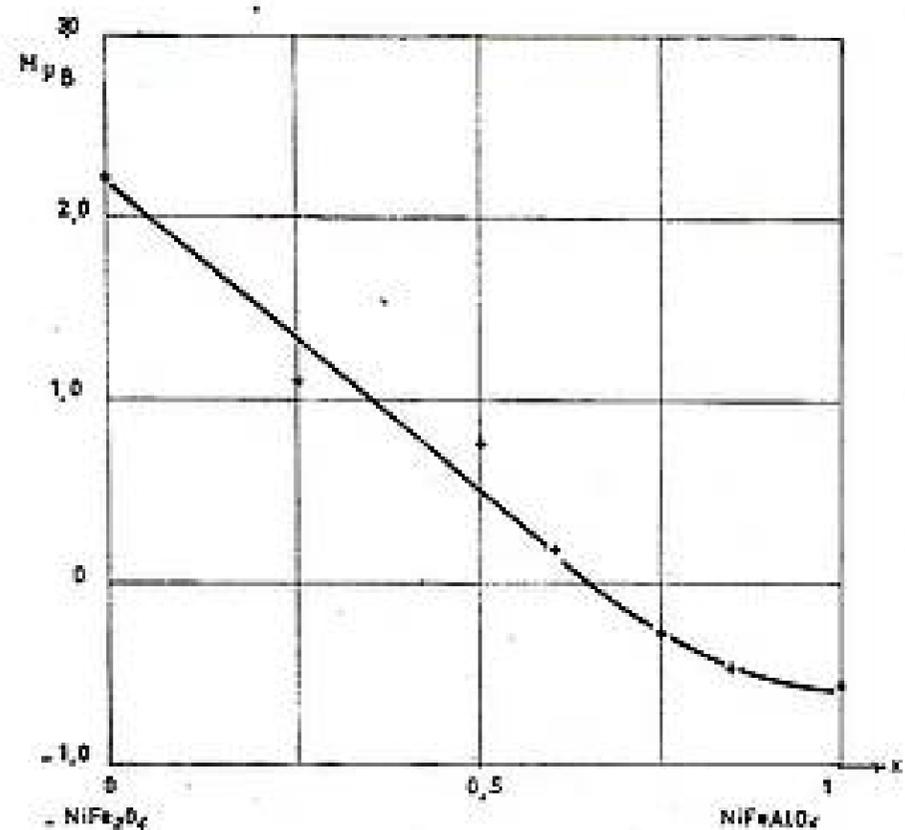


FIG. 2.

pour laquelle le moment résultant change de signe à 38° C. L'influence de la composition est facile à concevoir, par exemple dans la ferrite/aluminate de nickel où l'on passe de la ferrite :

LFE

Oscilloscope

TYPE **411**

Bande passante : 10 Mc/s.
Sensibilité : 0,015 Volt/cm..
Balayage : 0,1 μ sec/cm. à 0,1 sec/cm.
Marquage : 0,1, 1, 10, 100, 1.000 ou 10.000 μ sec.
Retard au déclenchement : 1 à 100.000 μ sec.
Impédance d'entrée : 1 Mw, 30 μ pf.
Tube : 5 ABPL.



GENERATEUR UHF - TYPE 804
Bande couverte : 8.500 à 10.000 Mcs.
Puissance de sortie 80 à 100 Milliwatts.
Lecture directe.



DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE

ET U. F.

RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE

29, rue d'Artois - Paris 8° - Téléphone : BALzac 42-35 & 36



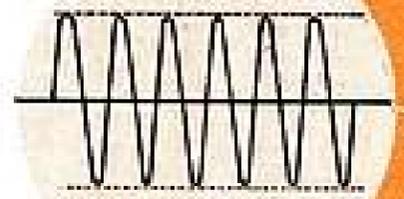
PONT DE Mesures



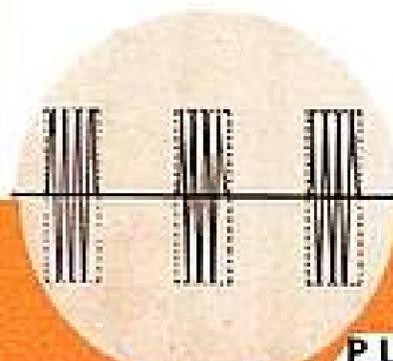
MODÈLE
940

CARACTERISTIQUES GENERALES

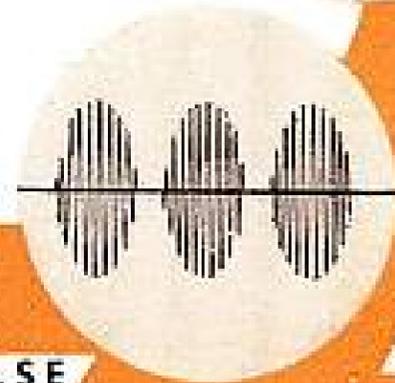
- Puissance mesurable : 5 Microwatts à 5 Watts.
- Gamme de fréquence : 20 Mcs à 10.000 Mcs.
- Précision : 5 % dans tous les cas.
- Compensation : Automatique pour toute fréquence et toutes variations de températures.
- Taux d'ondes stationnaires : Inférieur à 1,3 dans toute la gamme d'utilisation.
- Température : De - 40° à + 55°.



CW



PULSE

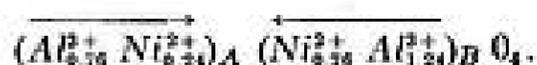


AM or FM

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF **RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE**

FRANCE UNION FRANÇAISE 29, rue d'Artois - Paris 8° - Téléphone : BALzac 42-35 & 36

à l'aluminate



et pour laquelle la figure 2 est empruntée à MAXWELL & PICKART [6]. D'après GORTER, la composition correspondant au moment résultant nul, et qui dépend d'ailleurs fortement des conditions de frittage, serait voisine de $Ni Fe_{1,3} Al_{0,7} O_4$.

3.3. — FACTEUR g EFFICACE ET RAPPORT MAGNÉTO-MÉCANIQUE.

Nous allons maintenant voir ce qu'il faut entendre par « facteur g efficace ». KITTEL [7] a démontré que chaque fois que les moments orbitaux étaient partiellement bloqués par les interactions dues au réseau cristallin, et nous savons qu'il en est ainsi dans les ferrites, le rapport magnéto-mécanique pouvait s'écrire à la résonance :

$$\gamma = \frac{g\epsilon}{2m} = \frac{\Delta MM_{spin} + \Delta MM_{orb}}{\Delta MA_{spin}}$$

ou, en remarquant que les variations des moments sont proportionnelles à leurs grandeurs absolues :

$$\gamma = \frac{g\epsilon}{2m} = \frac{MM_{spin} + MM_{orb}}{MA_{spin}}$$

et :

$$g = 2 \frac{MM_{spin} + MM_{orb}}{\frac{e}{m} MA_{spin}} = 2 \frac{MM_{spin} + MM_{orb}}{MM_{spin}} = 2 \frac{M_{total}}{M_{spin}}$$

TUYA [8] et WANGNESS [9] ont repris ces résultats et, supposant que dans les ferrites les moments magnétiques des deux sous-réseaux restent rigoureusement anti-parallèles même pendant le mouvement de précession à la résonance, en ont déduit une expression valable pour un matériau ferrimagnétique :

$$(6) \quad g_{eff} = 2 \left| \frac{(M_{total})_A - (M_{total})_B}{(M_{spin})_A - (M_{spin})_B} \right|$$

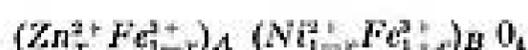
Le facteur g ainsi obtenu n'a évidemment plus de relation directe avec les données spectroscopiques et il a reçu le nom de « facteur g efficace ». C'est le facteur g tel que le rapport magnéto-mécanique $\gamma = g_{eff} \epsilon / 2m$ soit en accord avec la structure de la ferrite. On tire de l'expression (6), à 0°K :

$$g_{eff} = \left| \frac{\sum (gS)_A - \sum (gS)_B}{\sum S_A - \sum S_B} \right|$$

et c'est cette forme que nous utiliserons pour calculer la valeur de g_{eff} dans le cas de quelques ferrites.

Pour une ferrite simple possédant la structure inverse idéale, de même que nous avons trouvé précédemment que le moment magnétique résultant était égal au moment de l'ion magnétique divalent, nous voyons ici que le facteur g efficace de la ferrite se confondra avec le facteur spectroscopique g de l'ion divalent. Les moments des ions ferriques des sites A et B vont en effet se soustraire l'un de l'autre. La concordance entre les valeurs expérimentales de g fournies par les phénomènes de résonance et celles tirées des mesures de susceptibilité ionique est assez bonne.

Pour une ferrite complexe par contre, le facteur g efficace prend tout son intérêt. Prenons comme premier exemple le cas des ferrites mixtes de nickel et de zinc : à la formule générale $Ni_{1-x} Zn_x Fe_2 O_4$ correspond la formule ionique développée :



et, à 0°K :

$$g_{eff} = \frac{(1-x) 2,3 + 2 \times 5,0}{(1-x) 1 + 2 \times 2,5} = \frac{2,3 + 7,7x}{1 + 4x}$$

La figure 3 compare l'arc d'hyperbole obtenu avec les valeurs expérimentales de MILES [10]. Les écarts sont dus en partie à ce que, comme nous le verrons

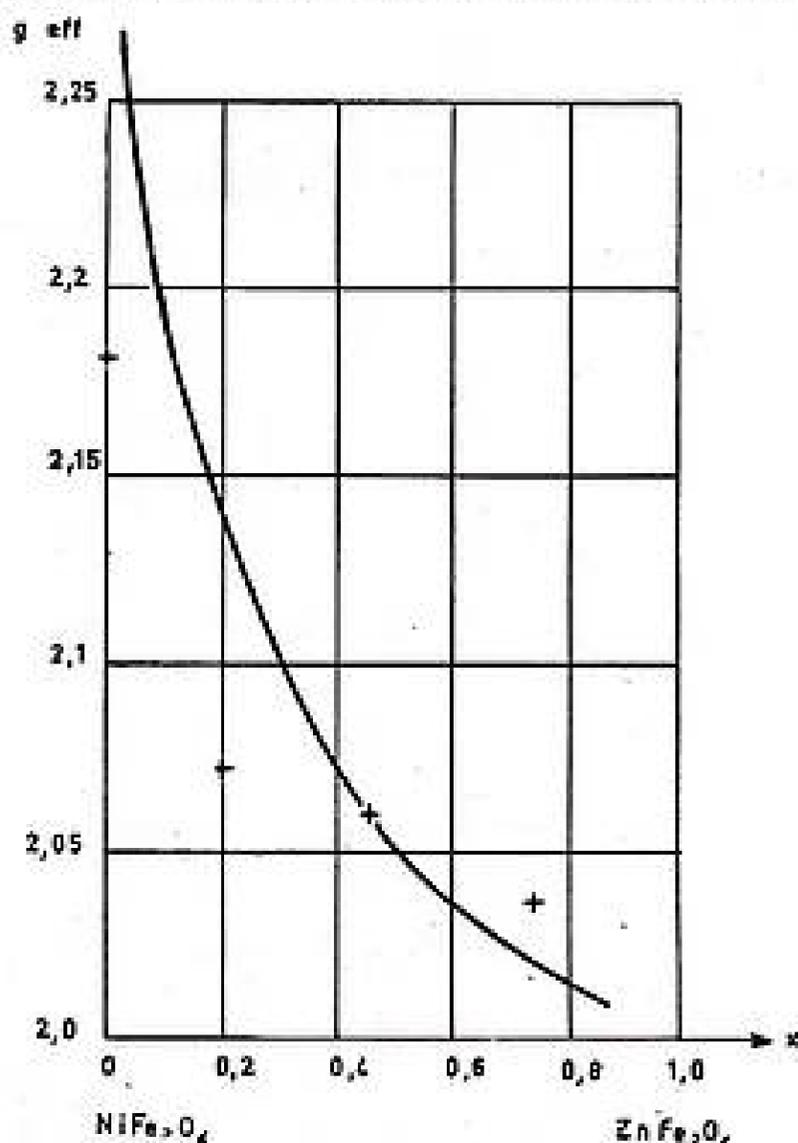
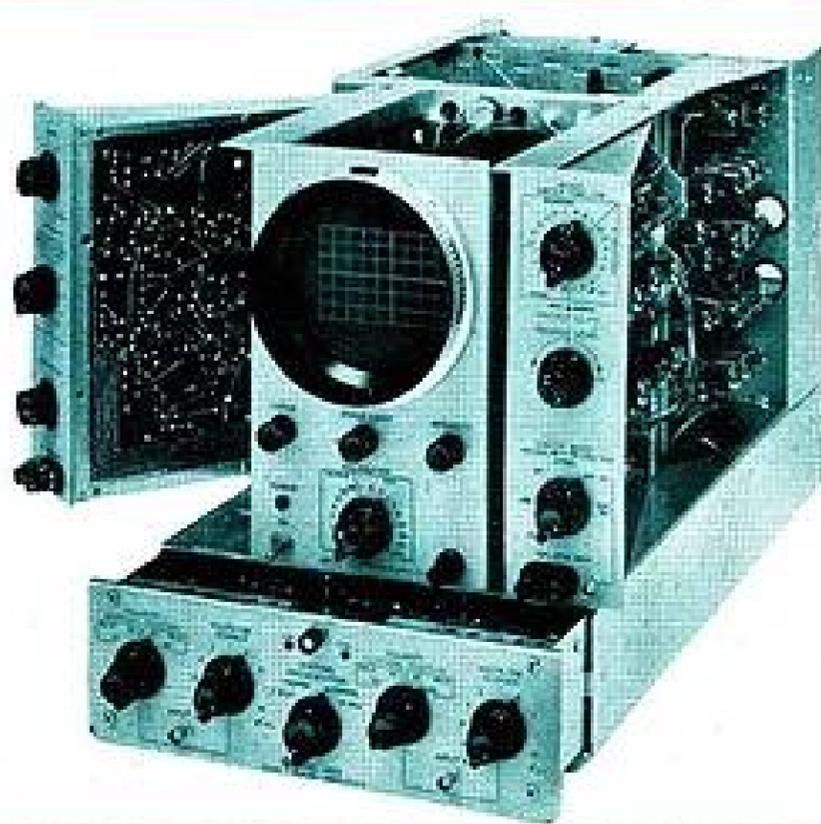


FIG. 3.

et voici

les OSCILLOSCOPES

HEWLETT PACKARD



Oscilloscope 130A BF

Bande passante du continu à 300 Kc

Oscilloscope 150A HF

Bande passante du continu à 10 Mc

Etudiés avec autant de soin que toute la lignée des instruments H.P. L'utilisateur trouvera la mise en place de ces deux nouveaux instruments aussi bien dans le laboratoire qu'au contrôle de la production et des essais.

Pièces détachées sélectionnées, circuits non surchargés - accessibilité complète des sous-ensembles - montage en circuits imprimés sur matière translucide permettant une visibilité totale des éléments pour la maintenance.

Système de déclenchement automatique « Universel » préréglable.

	HP 130A - BF	HP 150A - HF. à Amplificateurs amovibles.
Balayages :	1 μ sec/cm à 15 sec/cm 21 commutations - séquence 1-2-5-10 1 μ sec/cm à 5 sec/cm - précision 5%.	0,02 μ sec/cm à 15 sec/cm 24 commutations - séquence 1-2-5-10, 0,1 μ sec/cm à 5 sec/cm - précision 3%.
Déclenchement :	Incorporé, secteur, extérieur, 2 V. ou plus Pos. ou nég. + 30 V. à - 30 V.	Incorporé, secteur, extérieur, 2,5 V. ou plus Pos. ou nég. + 30 V. à - 30 V.
Amplificateur d'entrées horizontal :	Sensibilité 1 mV/cm à 50 V/cm en 14 commutations avec vernier de continuité. Bande passante de 0 à 300 kc.	Amplification 5-10-50-100. Bande passante continu à 500 Kc. Sensibilité 200 mV/cm à 25 cm.
Amplificateur vertical :	Identique à l'amplificateur horizontal.	Bande passante : du continu à 10 Mc. Temps de montée inférieur à 0,015 μ sec. Retard du signal de 0,25 μ s. sur le balayage - (vision du front avant).
Calibration Amplitude :	Onde carrée de 1 Kc. Précision 5%.	18 tensions de calibration. Séquence 2-5-10 de 0,2 mV à 100 V. crête à crête. Précision 3% onde carrée de 1 Kc. Temps d'inversion 1 μ sec.

Le HP 150A HF, peut être doté du tiroir amplificateur 151A à haute sensibilité ou du tiroir 152A à 2 canaux d'amplification permettant aussi de voir figurer simultanément 2 phénomènes sur l'écran. Il possède en plus un dispositif de balayage « monocoup » commandé.

Ag. Dörmagich

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF FRANCE ET U. F.
RADIO ÉQUIPEMENTS 65, RUE DE RICHELIEU
 PARIS-2^e - TÉL. RIC. 49-88

plus loin, g_{eff} diminue lorsque la température augmente : il est donc normal que l'expérience donne à l'ambiante des valeurs plus faibles. Dans le cas des fortes teneurs en zinc, la question est plus complexe car les conditions de frittage varient.

Nous prendrons comme deuxième exemple les ferrites/aluminates de nickel de formule générale $NiFe_{1-x}Al_xO_4$. Nous avons vu précédemment que dans ces composés le moment résultant pouvait passer du sous-réseau B au sous-réseau A lorsque la teneur en aluminium augmente à partir de zéro. A un moment donné, le moment magnétique total va donc s'annuler, mais il n'y a pas de raison a priori pour que le moment résultant dû au spin seul (figurant au dénominateur de l'expression 6) s'annule exactement pour la même composition que le moment résultant total (figurant au numérateur de l'expression 6) où intervient pour une très faible part ce qui reste du moment orbital. La relation

$$(6) \quad g_{eff} = 2 \left| \frac{(M_{total})_A - (M_{total})_B}{(M_{spin})_A - (M_{spin})_B} \right|$$

montre alors que la variation du rapport des moments résultants en fonction de la teneur en aluminium affectera l'allure d'une hyperbole et que g_{eff} pourra prendre des valeurs très différentes de 2 quoique toujours positives. La figure 4, qui reproduit les résultats de Mac GUINE [11], en fournit une excellente confirmation. Elle montre que le moment résultant

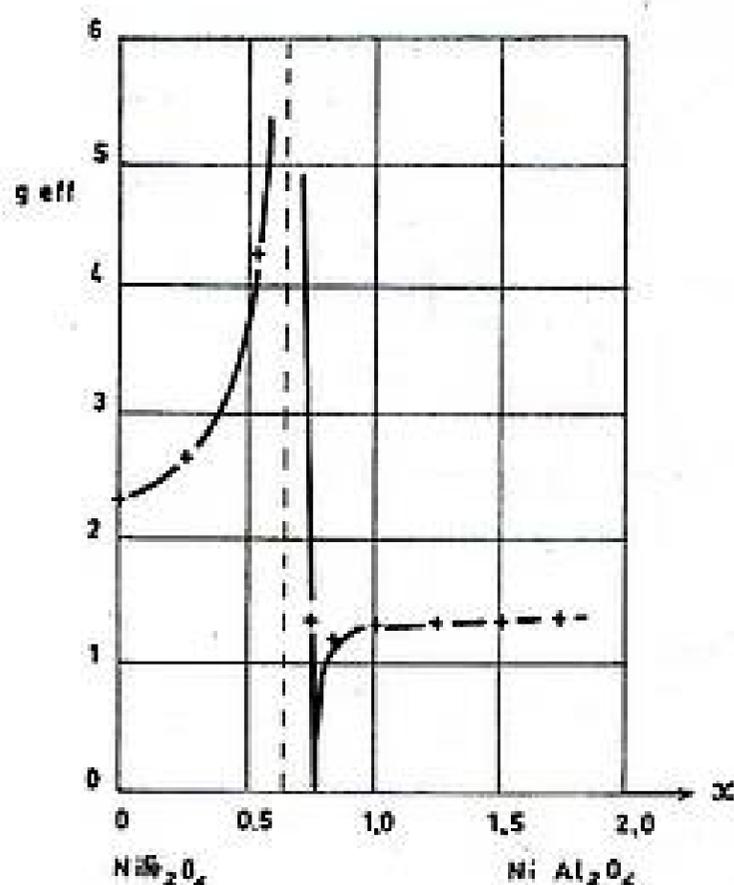


FIG. 4.

dû au spin seul s'annule pour une teneur en aluminium légèrement inférieure à celle qui annule le moment magnétique total. On peut obtenir exactement le même phénomène en annulant le moment résultant

grâce à une élévation de température, par exemple, comme nous l'avons vu, en utilisant les ferrites/chromites de lithium. La figure 5 reproduit les résultats

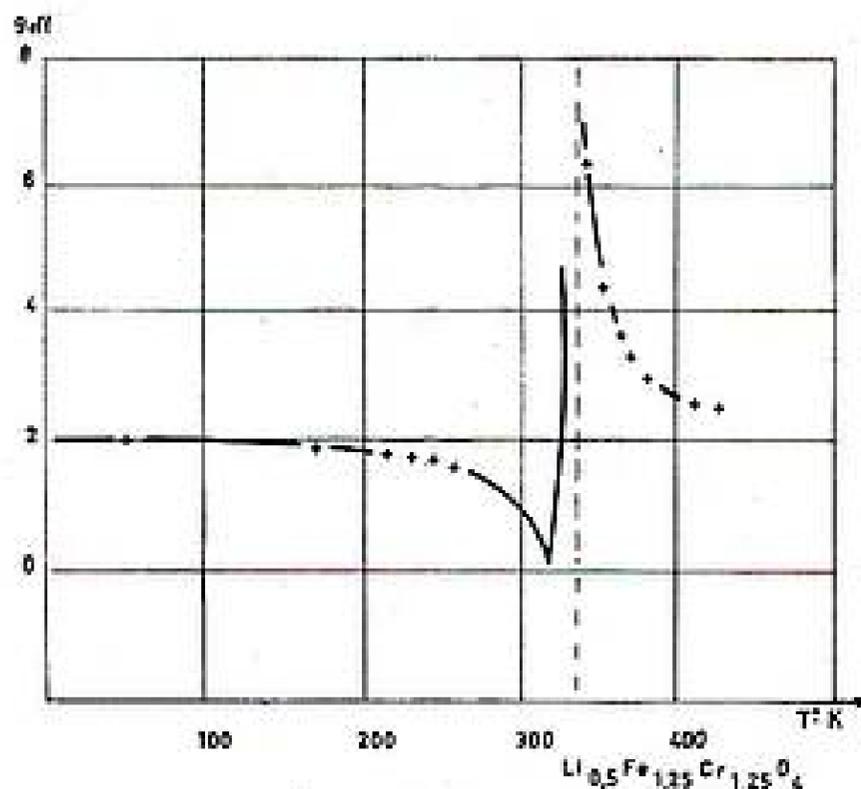


FIG. 5.

obtenus par Van WIERINGEN [12] pour des températures croissantes. On voit ici que le moment résultant dû au spin seul s'annule pour une température supérieure de 20° C environ à celle qui annule le moment magnétique total.

3.4. — CHAMP EFFICACE ET CHAMP INTERNE.

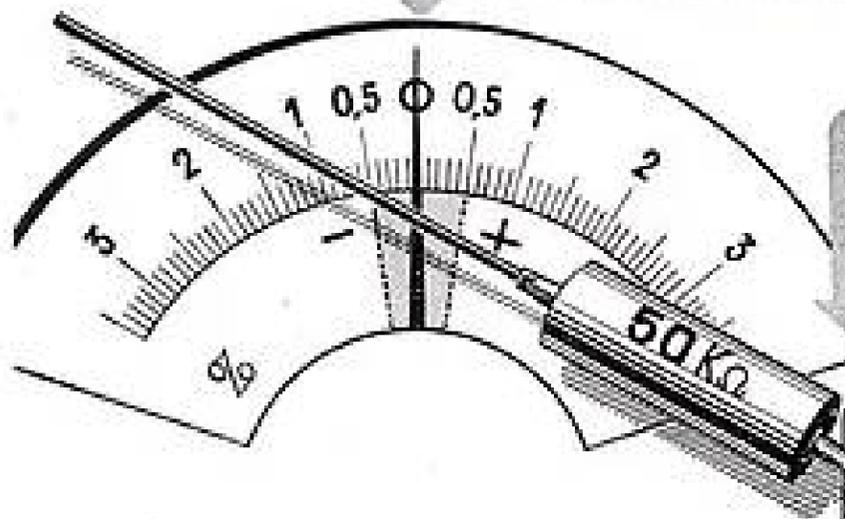
Après avoir détaillé ainsi la nature du rapport magnétomécanique γ de la relation fondamentale donnant la fréquence de résonance d'une ferrite, nous allons examiner maintenant la nature du « champ efficace » qui figure également dans cette relation.

Les premières expériences de résonance ferromagnétiques ont montré l'intervention de la forme de la pièce de ferrite et KIRTEL [13] en a mis au point la théorie : dans le cas général d'un ellipsoïde d'axes Ox, y, z , avec le champ magnétique continu dirigé suivant Oz et le champ magnétique hyperfréquence suivant Ox , la fréquence de résonance est donnée par :

$$2\pi f = \gamma (H_z + (N_y - N_z) I_z)^{1/2} (H_z + (N_x - N_z) I_z)^{1/2}$$

où N_x, N_y, N_z sont les facteurs démagnétisants de l'ellipsoïde suivant les axes Ox, y, z . Cette formule est valable pour une pièce de ferrite uniformément aimantée, c'est-à-dire dont une dimension au moins soit inférieure à la profondeur de pénétration de l'onde hyperfréquence. A titre indicatif, pour une ferrite de nickel/zinc de résistivité 10^6 ohms-cm, et de perméabilité 100, une onde de 30 000 Mc/s pénètre de 3 cm environ. La profondeur est sensiblement plus faible pour une ferrite de manganèse/zinc moins

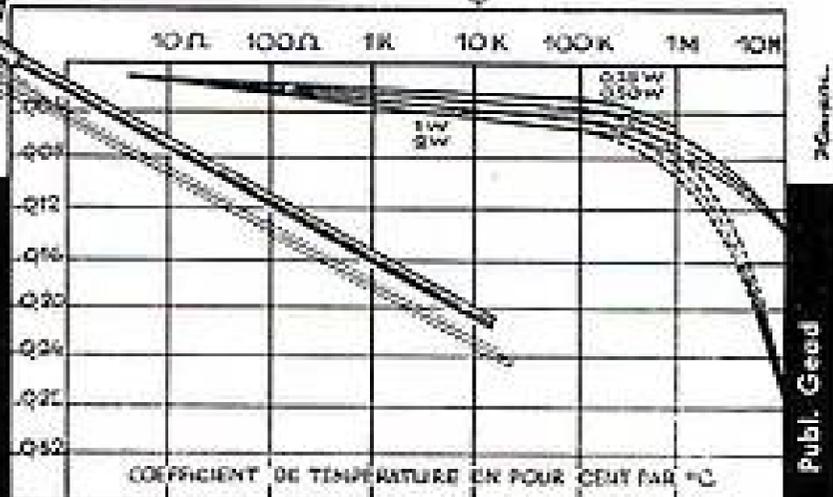
Une résistance MINIATURE...



Précise
(Tolérance de $\pm 5\%$ à $\pm 0,5\%$)

Solide

Stable



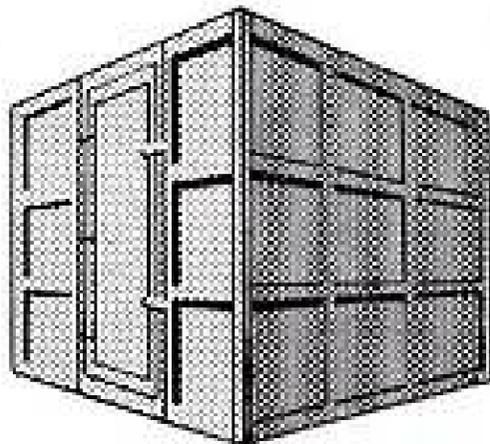
Toutes nos fabrications sont conformes aux normes C.C.T.U. et J.A.M.

RADIAC S.A.
Service C: 79, rue du F9. Poissonnière
Paris - 9° PRO. 39-51

➔ *Documentation technique sur demande*

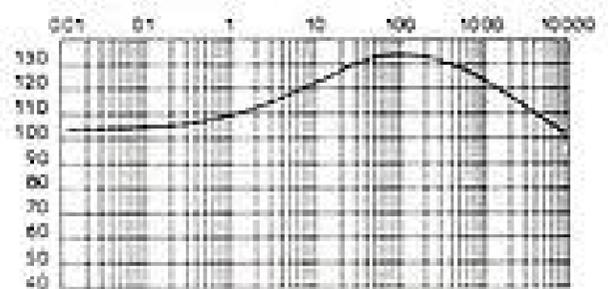
CABINES BLINDÉES, CAGES DE FARADAY S.I.D.T. Breveté S.G.D.G.

Ces cages sont de type cellulaire, c'est-à-dire extensibles, réductibles, démontables, transformables. Elles sont à double écran grillagé donc transparentes et d'une parfaite aération. Elles donnent des caractéristiques d'affaiblissement exceptionnelles, supérieures à tout ce qui est connu à ce jour. Elles permettent, de ce fait, toutes les mesures même les plus délicates à l'abri des champs perturbateurs même les plus forts.



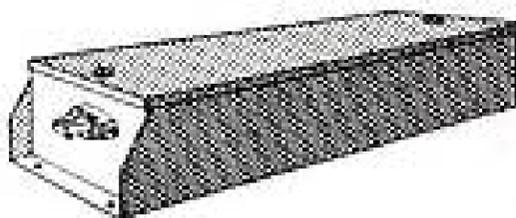
Brochure D II

Affaiblissement largement supérieur à 100 db de 1 à 500 Mégacycles.



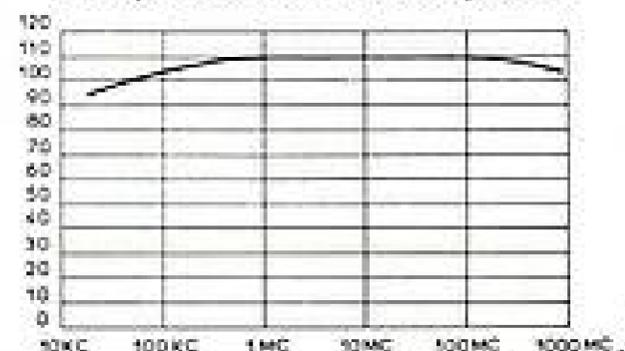
FILTRES

FILTRES POUR CAGES DE FARADAY S. I. D. T.



Brochures D.13 et D.16

Courbe d'affaiblissement du filtre "TELEC" type 9201-manifilaire 380 Volts 37 Ampères maximum - 0 à 400 périodes.



SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DU TERNOIS

USINE : SAINT-MICHEL-SUR-TERNOISE (P.-DE-C.) — Tél. : 229 à St-Pol
Bureaux de Paris : Tél. Sablons 84-75

résistante. On en tire dans les quelques cas intéressants en pratique des formules simples : pour une plaque mince contenant l'axe Oz , $N_x = N_y = 0$ et $N_z = 4\pi$,

$$H_{eff} = \sqrt{B_z H_z}$$

pour une plaque mince normale à l'axe Oz , $N_x = N_y = 0$ et $N_z = 4\pi$,

$$H_{eff} = H_z - 4\pi I_z$$

pour une sphère, $N_x = N_y = N_z = 4\pi/3$,

$$H_{eff} = H_z$$

pour un cylindre circulaire infini d'axe Oz , $N_x = N_y = 2\pi$ et $N_z = 0$,

$$H_{eff} = H_z + 2\pi I_z$$

Nous verrons tout à l'heure comment appliquer les formules relatives au plan et au cylindre aux différents cas qui se présentent dans les guides unidirectionnels. Dans les laboratoires de recherche pure, on utilise généralement des sphères de ferrites de l'ordre de grandeur du mm pour lesquelles, d'après KITTEL, le champ efficace se confond avec le champ appliqué. C'est de cette manière qu'ont été mesurées les valeurs de g données plus haut et c'est dans ce cas que la vérification rigoureuse de la théorie de KITTEL a été tentée. Elle a apporté quelques résultats surprenants : le rapport magnéto-mécanique, c'est-à-dire le facteur g efficace des ferrites, dépendrait de la dimension des sphères, de la température et de la fréquence de l'onde utilisée. L'influence de la dimension semble pouvoir être expliquée en fonction de la profondeur de pénétration de l'onde (figure 6 d'après YAGER, MERRITT & GUILLAUD [14]) : l'extrapolation pour une dimension nulle des résultats obtenus pour des sphères de différentes dimensions fournirait alors la valeur à retenir. Par contre les influences de la température et de la fréquence sont anormales et n'existent d'ailleurs pas dans les métaux et alliages ferromagnétiques.

Ces phénomènes ont été étudiés à fond à l'Université de Tokyo par OKAMURA [15]. Il a montré que le rapport magnéto-mécanique devenait indépendant de la fréquence si l'on ajoutait au champ appliqué un terme correctif qu'il a appelé « champ interne » :

$$2\pi f = \gamma (H_z + H_i)$$

De plus, si après avoir calculé H_i pour chaque fréquence de manière à obtenir un γ constant, on étudie l'influence de la température, on constate

que l'on est amené à faire varier H_i en fonction de cette température pour conserver encore γ invariable. Le point intéressant est que la variation ainsi obtenue de H_i en fonction de la température est

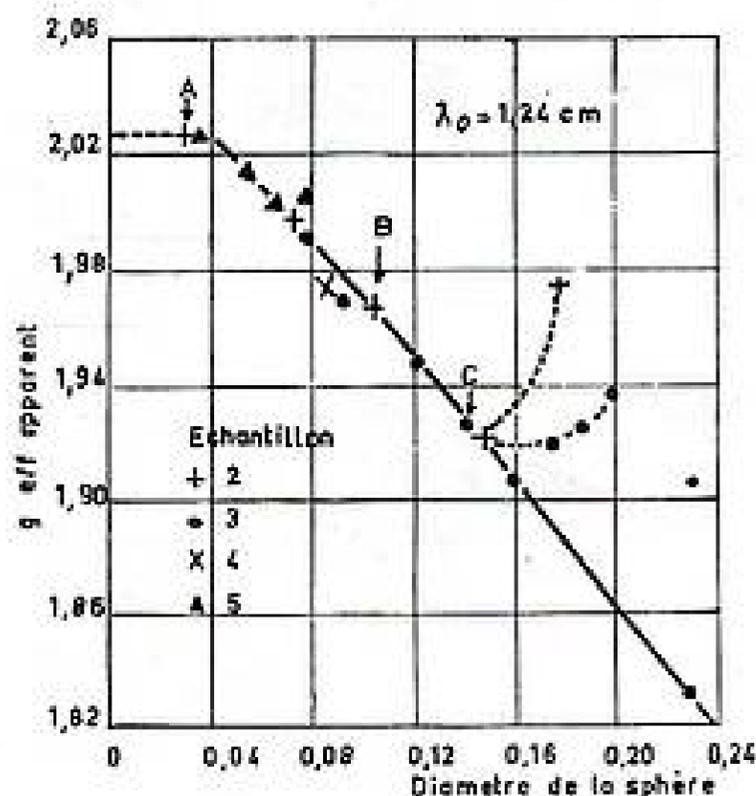


FIG. 6.

analogue à celle de l'intensité d'aimantation à saturation, de sorte que l'on peut mettre le champ interne d'OKAMURA sous la forme :

$$H_i = A + bI_z$$

Cette hypothèse est assez séduisante mais on ne voit pas très bien à l'heure actuelle quelle pourrait être la signification physique de ce terme correctif. Par ailleurs, les valeurs du facteur g efficace ainsi obtenues sont sensiblement plus faibles que celles données plus haut et ne se trouveraient donc plus en accord avec les valeurs tirées des mesures de susceptibilité ionique. Enfin, l'application de cette théorie au cas de la ferrite/aluminate de nickel conduit à un terme correctif nul pour toutes les compositions où le moment magnétique dominant se trouve dans les sites A, ce qui est assez curieux.

Quoi qu'il en soit, les formules de KITTEL permettent toujours d'obtenir la fréquence de résonance avec une approximation suffisante pour les applications pratiques.

3.5. — INFLUENCE DU FRITAGE.

Passons maintenant à l'influence des conditions de frittage. Il existe très peu d'informations à ce sujet dans la littérature et une chose seulement paraît certaine : la largeur de la raie d'absorption à la résonance varie dans le même sens que la porosité du matériau. Ce résultat, obtenu tout d'abord par BELJERS et ses collaborateurs [16] sur la ferrite mixte de nickel/zinc, est confirmé par les résultats

POUR LA BANDE des 10cm...



**GÉNÉRATEUR type LG-201
1800 - 4000 MHz**

Toutes commandes à lecture directe :
- fréquence - atténuation.

Modulations internes en : signaux
carrés - impulsions - modulation de
fréquence (dents de scie).

Le générateur LG 201 est l'appareil qui
convient à tous les laboratoires, aussi bien
pour les mesures sur les récepteurs que
pour les mesures d'impédances sur lignes.

Toutes ses possibilités en font l'appareil
de base pour les études dans la bande 10 cm.

Bande 20 cm : générateur type LG 101
mêmes caractéristiques que le LG 201 sauf
plage de fréquences : 900-2200MHz.



ETS GEFROY & C^{IE}

SOCIÉTÉ ANONYME - CAP. 72.192.000 FR

18, AVENUE P. VAILLANT-COUTURIER — TRAPPES (S. & O.) — TÉL. MAN. 97-36 A 97-38

de KOJIMA [17] sur la ferrite mixte de manganèse/zinc. La figure 7 reproduit, d'après cet auteur, les valeurs du facteur g efficace et de la largeur de raie de la ferrite en fonction de la densité relative, c'est-à-dire le rapport pour cent de la densité apparente à la densité cristallographique.

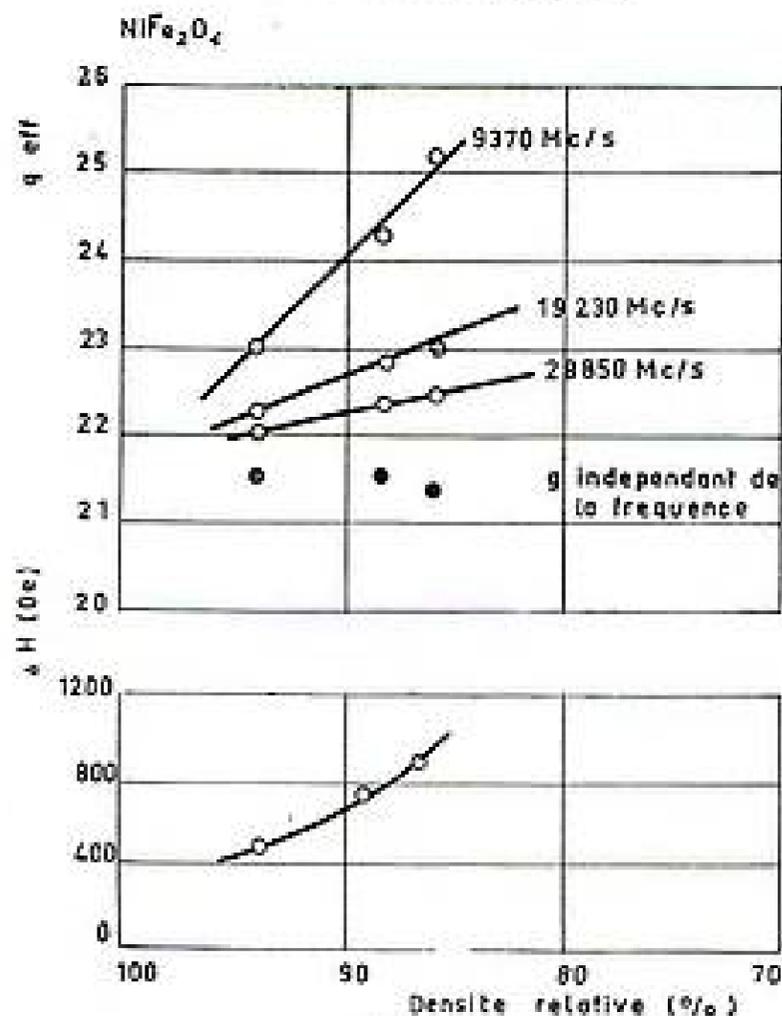


FIG. 7.

GOERTZ et Van VLECK [18] [19] ont montré que la largeur de raie doit augmenter quand l'intégrale d'échange entre les électrons des ions des sites A et B diminue, et nous pouvons supposer que ceci se produit lorsqu'il existe dans la céramique des régions où le réseau cristallin est imparfait. Il n'est donc pas impossible que la largeur de raie soit liée aux zones de transition existant entre les grains et, dans certaines conditions, l'importance de ces zones de transition peut décroître quand la densité apparente augmente. On voit sur le cliché que la dispersion du facteur g efficace en fonction de la fréquence diminue aussi avec la porosité. Il est donc possible que le champ interne défini précédemment soit également lié à l'existence de ces zones de transition [20], mais ce n'est là qu'une simple suggestion de notre part.

L'intérêt pratique de cette influence sur la largeur de raie est évident, car un guide unidirectionnel n'aura pas à fonctionner pour une fréquence donnée, mais pour une certaine bande de fréquences. Il convient donc souvent d'avoir une courbe de résonance la plus plate possible, et ce résultat sera atteint avec un matériau mal fritté.

4. Guides d'onde unidirectionnels.

Après avoir ainsi précisé tour à tour les facteurs influant sur la valeur du rapport magnéto-mécanique, celle du champ efficace et sur la largeur de raie

à la résonance, nous allons examiner l'importance de ces différents facteurs dans la réalisation et l'utilisation des guides unidirectionnels. Nous utiliserons les formules précédentes pour en calculer les caractéristiques et il est bien évident que les résultats en seront approchés. Une loi fondamentale de la Physique dit que les accords à moins de 10 % entre la théorie et l'expérience sont généralement fortuits ! Mais il est souvent très précieux de pouvoir connaître d'avance à 10 % près un résultat sans avoir besoin pour cela de s'astreindre à une réalisation longue et coûteuse.

On sait qu'il existe deux types principaux de guides unidirectionnels, l'un fonctionnant au voisinage immédiat de la fréquence de résonance par absorption de l'onde retour par une lame de ferrite, et l'autre étant en fait un rotateur de FARADAY réglé pour une rotation de 45 degrés, et fonctionnant à une fréquence nettement supérieure à la fréquence de résonance. Nous nous intéresserons surtout au premier type, auquel appartient le guide sur 10 000 Mc/s construit en série par PHILIPS-INDUSTRIE.

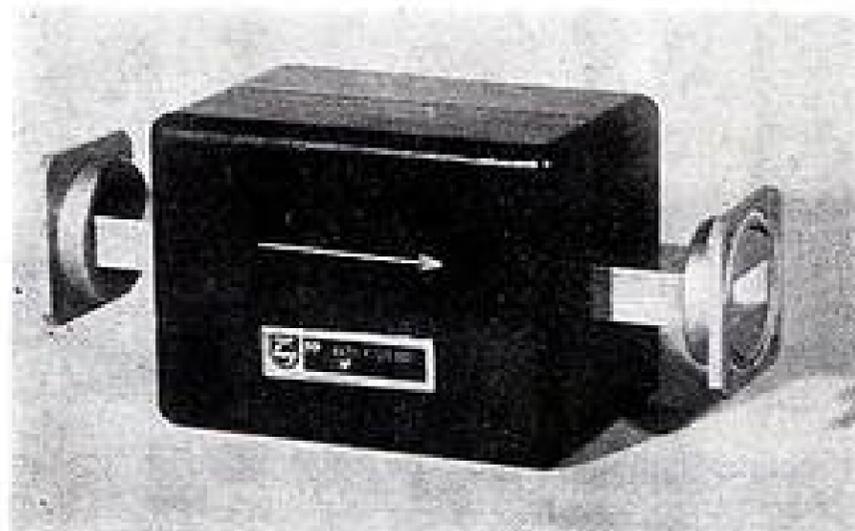


FIG. 8. — Guide unidirectionnel sur 10.000 MHz construit par la S.A. Philips (Cliché Philips-Industrie).

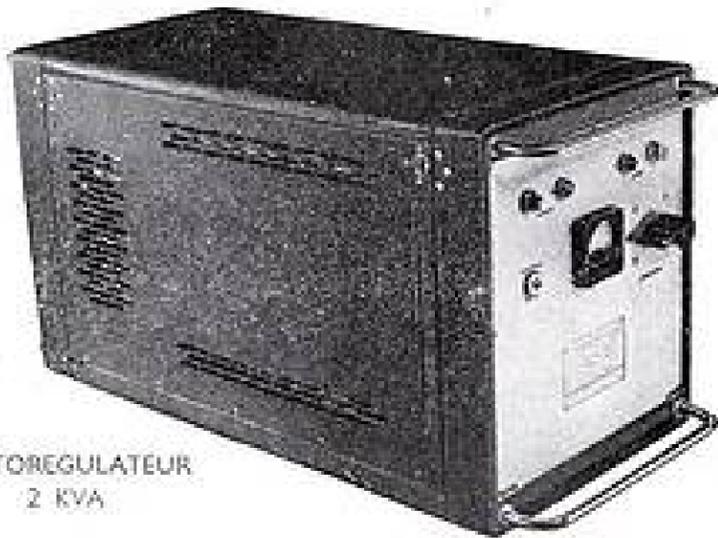
4.1. — GUIDE A CHAMP TRANSVERSAL.

Rappelons brièvement le principe de ce guide unidirectionnel, déjà exposé par M. BENOIT : on sait que dans un guide d'onde rectangulaire de mode TE_{10} il existe deux plans perpendiculaires à l'axe Ox pour lesquels $H_x = \pm jH_y$ (figure 9), c'est-à-dire en chaque point desquels la propagation de l'onde crée un champ magnétique polarisé circulairement. Une lame mince de ferrite placée à peu près dans l'un de ces plans absorbera donc l'énergie transmise si la fréquence de l'onde correspond à la fréquence de résonance. Remarquons que le sens de polarisation du champ dans un de ces plans s'inverse avec la direction de propagation. Si la condition est remplie pour une direction, elle ne le sera plus pour la direction opposée, la direction du champ continu n'ayant pas varié.

Nous allons calculer la fréquence de fonctionnement d'un tel guide pour différents matériaux. Tout d'abord, considérons une ferrite mixte de nickel/zinc frittée à une température relativement basse. Prenons la composition 90% $NiFe_2O_4$ et 10% $ZnFe_2O_4$ pour laquelle nous avons trouvé plus haut

RADIO-AIR

PUB. R. APY



AUTOREGULATEUR
2 KVA

- Emetteurs-Récepteurs de Bord
- Radio-Compas légers
- Autorégulateurs de Tension
- Variateurs de vitesse électroniques
- Télécommande, Téléniveaux avec ou sans asservissement
- Téléprojecteurs

Applications Industrielles Radioélectriques

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 300.000.000 DE FRF

72, rue Chauveau - Neuilly s/ SEINE - France



La Technique la plus moderne

N.F.I.E.M.

La plus ancienne expérience.

En Pièces diverses pour
RADIO & TÉLÉVISION
Supports et tubes
Céillets - Cosses
Rivets creux
QUALITÉ INÉGALÉE

**MANUFACTURE FRANÇAISE
D'CEILLETS MÉTALLIQUES**

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL 120.000.000 FRF

64, B¹ DE STRASBOURG - PARIS - X - TEL. BOT : 72 - 76 -

PARTOUT OÙ IL FAUT FAIRE VARIER LA TENSION

VARIAC

AUTOTRANSFORMATEUR A
RAPPORT DE TRANSFORMA-
TION VARIABLE AVEC PISTE
TRAITÉE "DURATRAK" (MOM DÉPOSÉ)

Fabriqués en France sous licence GR U.S.A.

- ★ LONGUE DURÉE.
- ★ POIDS ET DIMENSIONS RÉDUITS.
- ★ FAIBLES PERTES A VIDE.



ETS RADIOPHON
10, FAUBOURG POISSONNIÈRE - PARIS (10^e) - PRO: 53-03, 04

par le calcul $g_{eff} = 2,19$ soit $\gamma/2\pi = 3,07$ Mc/s/ Φ .
Par ailleurs :

$$(5) \quad I_z = \text{env.} \frac{7 \cdot 10^4}{4\pi} gS \frac{d_a}{P_m}$$

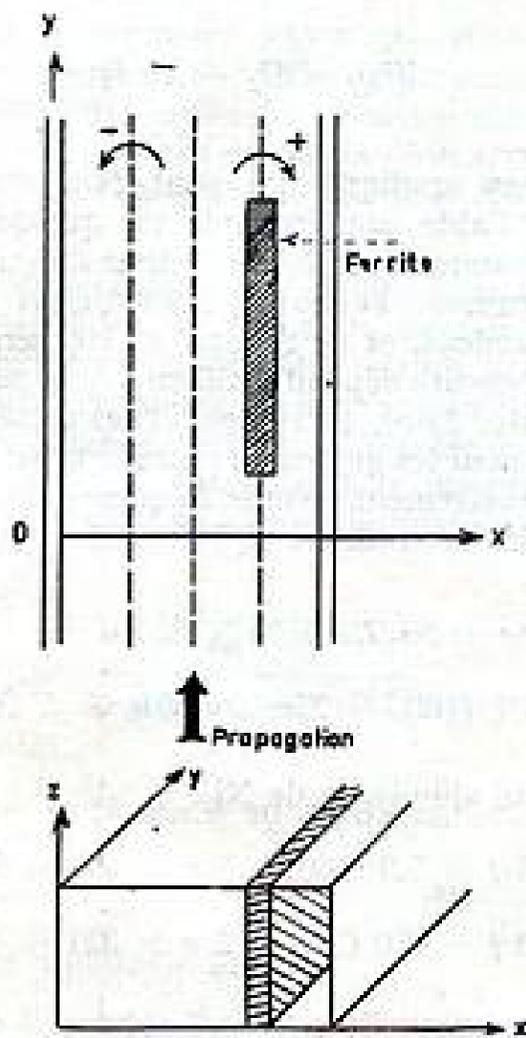


FIG. 9.

Nous avons vu que $gS \text{ exp.} = 2,9 \mu_B$ (tabl. IV). Si $d_a = 4,1$ et $P_m = 235,1$ nous trouvons $I_z = \text{env.} 280$ gauss. Il s'agit en toute rigueur de l'aimantation à saturation à 0° K mais nous conserverons la même valeur à l'ambiante (le point de Curie de ce composé est de 465° C , soit $T_a/T_c = 0,4$). Pour le premier type de guide, nous nous trouvons dans le cas d'une plaque mince contenant l'axe Oz et la formule de KIRTEL est :

$$H_{eff} = \sqrt{B_z H_z}$$

L'ordre de grandeur du champ magnétique réalisable avec un circuit de fer doux contenant des aimants permanents céramiques par exemple en « Ferroxdure », est de 1 000 à 2 000 Φ . Pour un champ appliqué H_z de 1 500 Φ .

$$H_{eff} = \sqrt{1\,500 (1\,500 + 4\pi \cdot 280)} = 2\,750 \text{ oersteds}$$

d'où $f = \frac{\gamma}{2\pi} H_{eff} = 3,07 \times 2\,750 = 8\,400 \text{ Mc/s}$

Considérons maintenant un autre matériau, la ferrite/aluminate de nickel $\text{NiFe}_{1-x}\text{Al}_x\text{O}_4$, et calculons la fréquence de résonance pour deux compositions encadrant celle qui correspond à des valeurs indéterminées du facteur g_{eff} , c'est-à-dire $x = 0,7$. Le tableau V rappelle les caractéristiques de ces matériaux :

Tableau V

x	g_{eff} amb. Mc GUIRE (10)	$\gamma/2\pi$ Mc/s/ Φ	$\Sigma gS_A - \Sigma gS_B$ après recuit E.W. GORTER.	$T_c^\circ \text{ C}$ E.W. GORTER
0,5	4,2	5,9	$0,45 \mu_B$	430
1,0	1,4	2,0	$0,65 \mu_B$	198

Prenons $d_a = 4,3$ et $P_m = 219,9$ ($x = 0,5$) et $205,5$ ($x = 1$) : le calcul de l'aimantation à saturation à 0° K , toujours d'après la relation (5), donne respectivement 49 ($x = 0,5$) et 76 gauss ($x = 1$). Compte tenu de l'étude faite par E.W. GORTER de la variation de I/I_0 fonction de T/T_c pour différentes valeurs de x , nous adopterons 47 et 38 gauss à l'ambiante. Pour le même champ appliqué que précédemment, le champ efficace sera :

$$x = 0,5 \quad H_{eff} = \sqrt{1\,500 (1\,500 + 528)} = 1\,740 \text{ oersteds}$$

$$x = 1,0 \quad H_{eff} = \sqrt{1\,500 (1\,500 + 477)} = 1\,720 \text{ oersteds}$$

$$\text{d'où } x = 0,5 \quad f = 5,9 \times 1\,740 = 10\,200 \text{ Mc/s}$$

$$x = 1,0 \quad f = 2,0 \times 1\,720 = 3\,400 \text{ Mc/s}$$

On remarque que la valeur de la fréquence de résonance dépend surtout ici de celle du facteur g_{eff} , étant donné la faible valeur de l'aimantation à saturation.

Lequel de ces deux matériaux - ferrite de nickel/zinc ou ferrite/aluminate de nickel - allons-nous préférer pour ce type de guide ? Il convient de noter que, l'énergie de l'onde retour étant absorbée par la lame de ferrite elle-même, celle-ci va s'échauffer. Donc, attention aux coefficients de température ! Nous avons vu au paragraphe précédent que l'influence de la température sur le champ interne correctif était analogue à celle qu'elle a sur l'intensité d'aimantation à saturation. L'hypothèse d'OKAMURA nous servant de fil directeur, nous prévoyons que l'influence de la température sur la fréquence de résonance sera plus faible pour les matériaux présentant une faible dispersion en fonction de la fréquence (matériaux à densité apparente élevée ainsi que matériaux à faible valeur de H_f tels que les ferrites/aluminates pour $x > 0,4$ [15]) et que pour les autres matériaux χ (poreux), cette influence sera d'autant plus faible que l'intensité d'aimantation à saturation sera moins élevée. Nous aurons donc intérêt pour ce type de guide à employer un matériau du type ferrite/aluminate de nickel de préférence à un matériau du type ferrite de nickel/zinc. En faisant varier la composition et le champ appliqué, nous pourrions obtenir des fréquences de résonance comprises entre 1 000 et 15 000 Mc/s environ.

Collection de
HAUTE TECHNIQUE

- H. ABERDAM. - Amplificateurs à large bande, 212 p. 3.145 F
- L. BOE. - Dipôles et quadripôles, 148 p. 1.525 F
- L. G. BRAINERD. - Technique des ultra-hautes fréquences, 610 p. . . 3.145 F
- L. CHRÉTIEN. - Traité de réception de la télévision, 240 p. . . . 2.025 F
- V. JEAN-LOUIS. - L'ingénieur du son en radio, cinéma, TV. . . . 3.145 F
- R. METIER. - Les abaques à points alignés. 2.545 F
- R. MESNY. - Radioélectricité générale :
- I. - Circuits et propagation (broché seulement). 1.400 F
- II. - Tubes - Emission et réception (broché seulement). . . 1.700 F
- C. MONTGOMERY. - Technique des mesures en micro-ondes :
- I. - Sources d'énergie - Mesures de puissance - Mesure de fréquence, 520 p. 3.445 F
- II. - Impédances - Ondes stationnaires - Atténuateurs - Rayonnements 530 p 3.645 F
- P. MOURMANT. - Le calcul graphique des circuits série-parallèle 2.245 F
- A. ROBERTS. - Balises radar (Radar Beacons) 640 p. 3.345 F

LES VARISTANCES (thermistances, résistances non-linéaires, redresseurs secs) et leur emploi par J. SUCHET
1.545 F

Ouvrages reliés pleine toile, décor bronze (prix port compris)

Éditions Chiron

40, rue de Seine - PARIS-VI
Dan 47-56 - C.C.P. Paris 53-35

4.2. — GUIDE A CHAMP AXIAL.

Passons maintenant au deuxième type de guide unidirectionnel. On sait qu'il consiste en une portion de guide d'onde circulaire comprise entre deux guides d'onde rectangulaires à 45 degrés l'un de l'autre (figure 10). La transmission d'une onde polarisée rectilignement ne peut s'y faire que si une rotation de 45 degrés de sens convenable a lieu dans la portion circulaire. La pièce de ferrite est ici utilisée

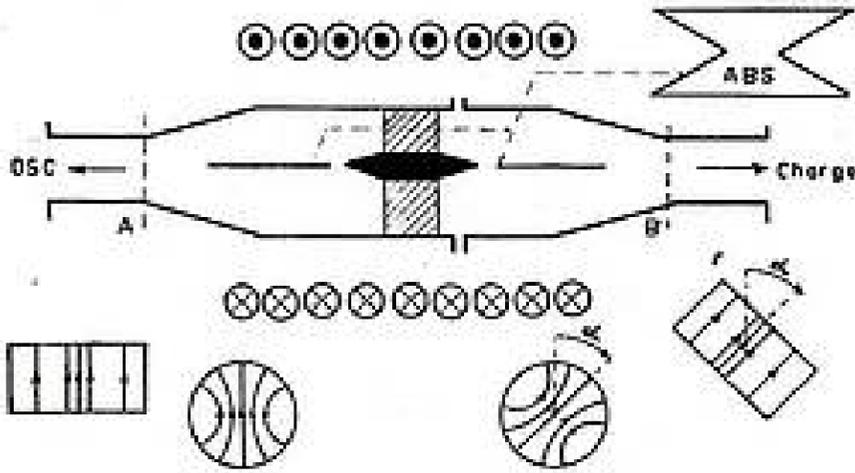


FIG. 10.

à des fréquences nettement supérieures à la fréquence de résonance et le champ est axial. La rotation subie dans ces conditions a été étudiée initialement par HOGAN [21] avec un court cylindre de ferrite qui remplissait tout le guide d'onde. Pour le calcul de la fréquence de résonance, nous nous trouvons donc dans le cas d'une plaque mince normale à l'axe Oz et la formule de KITTEL est :

$$H_{eff} = H_z - 4\pi I_z$$

HOGAN a utilisé entre autres une ferrite mixte de manganèse/zinc de caractéristiques suivantes :

$B_s = 1\,500$ gauss, $g_{eff} = 2$ soit $\gamma/2\pi = 2,8$ Mc/s/Φ, H_z à la saturation = env. 2 000 Φ. La résonance se plaçait donc vers :

$$f = 2,8 (2\,000 - 1\,500) = 1\,400 \text{ Mc/s}$$

Il a montré que si l'on était suffisamment loin de la résonance (il opérait à 9 000 Mc/s), la rotation subie par l'onde polarisée rectilignement devenait indépendante de sa fréquence, ainsi que de la valeur du champ appliqué (au-dessus de la saturation) et était donné par la relation :

$$\theta/l = \frac{B_s \gamma}{2c} \sqrt{\frac{|\epsilon| + \epsilon'}{2}} \text{ radians/cm}$$

Ainsi, pour la ferrite citée ci-dessus, $\epsilon = 17 + j24$ et : $\theta/l = 2,11$ rad/cm = 121,2 degrés par cm.

L'expérience aurait - d'après HOGAN - donné 123°/cm, ce qui est un accord remarquable.

La solution du disque de ferrite normal à l'axe n'a toutefois pas été retenue car elle requiert une

adaptation délicate pour éviter les réflexions et entraîne une absorption non négligeable. Les guides du deuxième type utilisent un bâtonnet de ferrite de faible diamètre disposé axialement. La fréquence de résonance sera calculée dans ce cas à l'aide de la quatrième formule de KITTEL :

$$H_{eff} = H_z + 2\pi I_z$$

Le champ appliqué qui peut être obtenu facilement à l'aide par exemple de quelques bagues circulaires aimantées placées autour du guide d'onde est évidemment beaucoup moins élevé que dans le cas précédent, et de l'ordre de 100 oersteds. La valeur nécessaire dépend d'ailleurs de la perméabilité de la ferrite. Ainsi, en reprenant les matériaux déjà envisagés pour les guides du premier type, nous trouvons respectivement comme fréquence de résonance, pour un champ appliqué de 100 oersteds :

— ferrite de Ni/Zn à 10 % de Zn :

$$f = 3,07 (100 + 2\pi \times 280) = 5\,700 \text{ Mc/s}$$

— ferrite aluminatée de Ni :

$$x = 0,5 f = 5,9 (100 + 2\pi \times 47) = 2\,290 \text{ Mc/s}$$

$$x = 1,0 f = 2,0 (100 + 2\pi \times 38) = 676 \text{ Mc/s}$$

Ces guides seront donc utilisables à partir de fréquences nettement supérieures. La relation de HOGAN donnant la rotation par cm n'est toutefois plus valable et les rotations provoquées par de tels bâtonnets ont été étudiées par Van TRIER [22]. Celui-ci a repris les calculs théoriques de RADO [23] et en a déduit dans le cas de bâtonnets de très faibles diamètres (0,5 mm et inférieurs) une expression de la rotation remarquable en ceci qu'elle ne fait pas intervenir la permittivité :

$$\theta/l \text{ rad/cm} = \text{env. } 1420 r^2 \frac{\gamma I_z / 2\pi f}{(\gamma I_z / 4\pi f)^2 - 1} \text{ cgsém}$$

soit, pour les fréquences élevées,

$$(7) \quad \theta/l \text{ rad/cm} = \text{env. } 1420 r^2 \gamma I_z / 2\pi f \text{ cgsém}$$

Cette relation a toutefois peu d'intérêt dans la pratique en raison des difficultés auxquelles se heurte la réalisation de bâtonnets de ferrite d'aussi faibles diamètres. D'après les résultats publiés par Van TRIER sur des bâtonnets de divers diamètres, compositions et aimantations à saturation, il semble que l'on puisse proposer la formule empirique

$$(8) \quad \theta/l \text{ °/cm} = \frac{\gamma I_z}{2\pi f} (A 10^r + B)$$

Si r est exprimé en mm, $\gamma/2\pi$ en Mc/s/Φ, I_z en

le condensateur DE HAUTE QUALITÉ



Condensateurs électrolytiques
conformes aux normes JAN C 62



Condensateurs au papier
conformes aux normes MIL C 25 A



Condensateurs
au papier métallisé



est la spécialité

DE LA

Standard Téléphone et Radio S.A.

Zurich, Seestr. 395, Case postale Zurich 38, téléphone (051) 45 28 00 Succursale à Berne

1645

L.M.T. AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE
46, QUAI DE BOULOGNE - BOULOGNE-BILLANCOURT (SEINE) - TÉL.: + MOL. 50-00

gauss et f en Mc/s, les valeurs des constantes sont de l'ordre de

$$A = 36,7 \quad \text{et} \quad B = -88$$

Il ne peut évidemment s'agir que d'une formule approchée puisque la permittivité du matériau n'est plus négligeable lorsque le diamètre du bâtonnet augmente. La présence de pièces diélectriques destinées à faciliter l'adaptation modifie d'ailleurs les résultats.

Nous allons chercher, pour les trois matériaux déjà envisagés, quelle longueur devrait avoir un barreau de 1 mm de diamètre soumis à un champ axial le saturant pour entraîner une rotation de 45 degrés. Nous supposons $f = 24\,000$ Mc/s, fréquence employée par Van TRIER pour la majorité de ses expériences, et nous utiliserons la relation empirique approchée (8).

$$l = \text{env.} \frac{38\,700}{\gamma/2\pi \text{ Mc/s} / \emptyset \times I_z \text{ gauss}} \quad \text{cm}$$

— ferrite de Ni/Zn à 10 % de Zn :

$$l = 38\,700 / 3,07 \times 280 = \text{env.} 45 \text{ cm}$$

— ferrite/aluminate de Ni :

$$x = 0,5 \quad l = 38\,700 / 5,9 \times 47 = \text{env.} 1,40 \text{ m}$$

$$x = 1,0 \quad l = 38\,700 / 2,0 \times 38 = \text{env.} 5,10 \text{ m}$$

Ces ordres de grandeur nous montrent immédiatement la nécessité, pour ce type de guide, d'utiliser des ferrites à intensité d'aimantation élevée telles que la ferrite mixte de Ni/Zn (comme il n'y a pas ici risque d'échauffement important, le coefficient de température est tolérable), ainsi que les diamètres supérieurs au mm afin de réduire la longueur à quelques cm (cette obligation est d'autant plus marquée que la fréquence d'utilisation est plus élevée, mais apparaissent alors des modes parasites qui altèrent la polarisation rectiligne de l'onde).

Conclusion.

Le domaine de la résonance magnétique des ferrites aux hyperfréquences constitue un exemple remarquable de recherche fondamentale qui ne semblait pas comporter au début d'application pratique possible. Aujourd'hui pourtant les guides unidirectionnels sont utilisés dans de nombreuses installations telles que radars et relais hertziens.

On peut regretter toutefois que le souci trop fréquent en France d'un amortissement rapide des crédits privés investis dans la recherche ait empêché nos laboratoires industriels d'apporter dans ce domaine la contribution dont ils étaient certainement capables.

BIBLIOGRAPHIE

Le lecteur désireux d'approfondir le sujet pourra revoir les connaissances générales sur l'état solide avec :

- G. DARMOIS. Le corps solide. *Presses Univ.*, Paris, 1955, et consulter plus particulièrement sur les théories du magnétisme, et le phénomène de résonance ferromagnétique :
- L.F. BATES. *Modern magnetism. Cambridge Univ. Press*, Cambridge 3^e éd., 1951.
- Ch. KITTEL. *Introduction to solid state physics. John Wiley & Sons*, New York, 1953, et sur la structure des ferrites :
- J.L. SNOOK. *New developments in ferromagnetic materials. Elsevier Publ. Co*, Amsterdam, 1949.
- E.W. GORTER. *Saturation magnetization and crystal chemistry of ferromagnetic oxides. Thèse, Univ. Leyde*, 1954, publié ultérieurement dans *Philips Res. Rep.* (PB), ainsi qu'un remarquable travail de compilation dû à :
- K.H. REICH. *Die Theorie der ferromagnetischen Resonanz und die Ergebnisse ihrer experimentellen Untersuchung. Z. angew. Phys. (Dtschl.)*, 6, 7 p. 326-338, juillet 1954.

Nous nous référons en outre aux publications suivantes :

- [1] BESNOT J., *Onde Electrique* (Fr.). Voir page 499 du présent numéro
- [2] WEST J.J. & E.W. GORTER. The magnetic and electrical properties of ferrocube materials. *Philips Techn. Rev.* (PB), 13, 181, janvier 1952.
- [3] SUCHET J., *Céramiques d'oxydes semi-conducteurs. Bull. Soc. Fr. Electr. (Fr)*, 5, 274, mai 1955.
- [4] WEYS H.P.J., Quelques propriétés physiques des ferrites. *Onde Electrique* (Fr), 24, 418, mai 1954.
- [5] SUCHET J., Les matériaux céramiques. Mise au point technique et bibliographique. *Onde Electrique* (Fr), 34, 460, mai 1954.
- [6] MAXWELL L.R. & S.J. PICKART. *Phys. Rev. (US)*, 92, 1120, 1953.
- [7] KITTEL Ch. On the gyromagnetic ratio and spectroscopic splitting factor of ferromagnetic substances. *Phys. Rev. (US)*, 76, 743, 15 sept. 1949.
- [8] TOVA N., *Prog. Theoret. Phys.*, 7, 263, 1952.
- [9] WANGNESS R.K., *Phys. Rev. (US)*, 91, 1085, 1954.
- [10] MILLS P.A., *Ferromagnetic resonance in ferrites. Nature* (GB) 174, 177, 24 juill. 1954.
- [11] MAC GUIRE J.R., Microwave resonance absorption in nickel ferrite-aluminate. *Phys. Rev. (US)*, 93, 682, 15 fév. 1954.
- [12] VAN WIJNINGEN J.S., *Phys. Rev. (US)*, 90, 488, 1953.
- [13] KITTEL Ch., On the theory of ferromagnetic resonance absorption. *Phys. Rev. (US)*, 73, 155, 15 janv. 1948.
- [14] YAGER W.A., F.R. MERRITT & C. GUILLAUD. *Phys. Rev. (US)*, 81, 477, 1951.
- [15] OKAMURA T., Resonance absorption in ferrites. *Sci. Rep. R.I.T.U. Ser. A* (Jap), 6, 89, fév. 1954.
- [16] BELJERS H.G., W.J. WANDELINDY & J.J. WEST. A new point of view on magnetic losses in anisotropic bars of ferrite at ultra-high frequencies. *J. Appl. Phys. (US)*, 22, 1506, déc. 1951.
- [17] KOJIMA Y., The g-factor of ferromagnetic spinels. *Sci. Rep. R.I.T.U. Ser. A* (Jap), 6, 614, déc. 1954.
- [18] GORTER, C.J. et J.H. VAN VLECK, *Phys. Rev.*, (US), 72 1128, 1947.
- [19] VAN VLECK J.H., *Phys. Rev. (US)*, 74, 1168, 1948.
- [20] SUCHET J., Structures granulaires à couche superficielle dans les céramiques à base d'oxyde de fer. *J. Phys. Rad.* (à paraître).
- [21] HODAN C.L., The ferromagnetic Faraday effect at microwave frequencies and its applications. *The microwave gyra or, E.S.T.J* (US), 31, 1 janv. 1952.
- [22] VAN TRIER A.A.Th.M., Guided electromagnetic waves in anisotropic media. *Appl. Sci. Res., Sec. B*, (US), 3, 305, 1954.
- [23] RADO G.I., *Phys. Rev. (US)*, 89, 529, 1953.

N.B. — Je tiens à remercier mes collègues des laboratoires de la N.V. Philips à Eindhoven pour leurs critiques bienveillantes et leurs suggestions.

ÉQUIPEMENTS *électroniques* POUR L'AÉRONAUTIQUE

Ag. PUBLICITIC-COMENACI

POUR L'AÉRONAUTIQUE CIVILE ET MILITAIRE

- Équipements de Bord (Radars, viseurs, émetteurs-récepteurs UHF de trafic, etc...)
- Antennes de Bord
- Antennes au Sol
- Équipements de Télécommande, Téléguidage et de Télémétrie.

FOR CIVIL AND MILITARY AIRCRAFT

- Aircraft Equipments (Radar equipment, gunsights, radio-communications transceivers, etc...)
- Aircraft Antennas
- Ground Antennas
- Guidance and Telemetry Equipments.



LABORATOIRES R. DERVEAUX FRANCE

SIÈGE SOCIAL : 6, RUE JULES - SIMON, BOULOGNE-SUR-SEINE - MOL. 37-00 - USINES A BEZONS...

LES ÉQUIPEMENTS DE RADIOCOMMUNICATIONS A BANDE LATÉRALE UNIQUE

PAR

J. L. DELVAUX

*Ingénieur en Chef
à la Cie Française Thomson-Houston*

ET

M. BYK

*Ingénieur à la Division Technique
du Groupe Electronique
de la Cie Française Thomson-Houston*

I. — Principe et caractéristiques essentielles des systèmes de communications à bande latérale unique (B L U)

On sait que les ondes modulées en amplitude par les émetteurs courants de radiodiffusion ou de télécommunications constituent un système à double bande latérale qui comprend essentiellement trois composantes :

— une onde porteuse d'amplitude constante, disposée au milieu du spectre de fréquence occupé par l'onde émise,

— une bande latérale inférieure, couvrant une étendue de 3 à 15 kc/s au-dessous de l'onde porteuse,

— une bande latérale supérieure, couvrant une étendue de 3 à 15 kc/s au-dessus de l'onde porteuse.

Dans l'une et l'autre bandes latérales, on retrouve des composantes qui se correspondent respectivement et qui constituent des couples. A une composante donnée du signal modulateur, c'est-à-dire du signal de basse fréquence représentant le message, parole ou musique, que l'on désire transmettre, correspondent dans le spectre de l'émission deux composantes de même amplitude disposées symétriquement par rapport à la fréquence de l'onde por-

teuse, l'une dans la bande inférieure et l'autre dans la bande supérieure. L'écart de fréquence entre chacune des composantes et l'onde porteuse est égal à la fréquence de la composante de basse fréquence considérée.

Une telle onde modulée en amplitude reçue dans un récepteur courant est amplifiée et appliquée à un détecteur dans lequel l'onde porteuse bat avec chacune des bandes latérales, produisant ainsi deux jeux identiques de composantes de basse fréquence (B.F.). Du fait des relations de phase qui existent dans l'onde modulée en amplitude, ces composantes de B.F. s'ajoutent deux à deux pour constituer le signal B.F. résultant qui apparaît à la sortie du récepteur.

Il résulte de l'exposé que l'on vient de donner que la totalité de l'« information » transmise par l'onde modulée en amplitude se trouve incluse dans chacune des bandes latérales. On conçoit qu'il pourra suffire de recevoir une seule de celles-ci (peu importe d'ailleurs que ce soit la bande inférieure ou la bande supérieure). Pour cela, il suffira bien évidemment de transmettre une seule bande latérale et précisément celle que l'on a l'intention de recevoir. On aura dès lors réalisé un système dans lequel une seule des bandes latérales est émise et reçue, c'est-à-dire un système à bande latérale unique (B.L.U.).

Dans le cas de réception d'une onde à B.L.U., l'onde porteuse locale peut avoir une phase quelconque par rapport à celle de l'onde porteuse originelle et même une phase constamment variable, ce qui revient à dire que la fréquence de l'onde porteuse servant à démoduler le signal reçu peut être légèrement différente de la fréquence de l'onde porteuse qui a été modulée dans l'émetteur. Il n'est donc pas nécessaire de transmettre l'onde porteuse et il est en tout cas absolument inutile de la transmettre avec l'amplitude qu'elle aurait eue dans un système à double bande latérale. En fait, dans certains systèmes, l'onde porteuse est virtuellement supprimée. Dans d'autres systèmes, on la transmet avec une amplitude réduite, ou bien encore on transmet avec une amplitude réduite un signal pilote, de fréquence différente de la fréquence de l'onde porteuse.

Dans une émission à bande latérale unique et porteur réduit ou supprimé, presque toute la puissance HF produite dans l'émetteur apparaît sous forme de signaux de bande latérale, sans que l'on perde de puissance à produire en permanence une onde porteuse de grande amplitude. Dans un émetteur à double bande latérale, cette onde porteuse est toujours présente pendant les périodes d'émission, que l'on parle ou non, d'où il résulte une consommation soutenue inévitable: par contre, la puissance de crête de l'onde à bande latérale unique n'est atteinte que fugitivement. La puissance moyenne absorbée suit le rythme de la parole et tombe à une faible valeur entre les syllabes. Le surcroît de consommation dû à la présence permanente d'une onde porteuse ou d'un signal pilote d'amplitude réduite est relativement faible.

On peut dès maintenant se rendre compte des avantages que présentent les communications par bande latérale unique sur celles par onde à double bande latérale. On voit déjà que la largeur du spectre de l'émission est réduite sensiblement de moitié, ce qui permet d'introduire un plus grand nombre d'émissions dans une bande de largeur donnée.

Considérons maintenant le signal reçu par un récepteur approprié. On caractérise la qualité de ce signal par le rapport signal/bruit. Ce rapport est, toutes autres choses étant égales, d'autant plus élevé que le champ électromagnétique établi par l'émetteur au lieu de réception est plus intense. Les conditions de propagation étant supposées invariables, ce champ sera d'autant plus grand que la puissance de l'émetteur sera plus grande.

Pour comparer la transmission par onde à double bande latérale et par onde à bande latérale unique, on se placera dans les deux cas sur la même fréquence, et dans les mêmes conditions de propagation. On démontre alors que l'on obtient le même rapport signal/bruit en B.L.U. avec un émetteur de puissance de crête P et en double bande avec un émetteur de puissance de crête $8P$, soit dans ce dernier cas une puissance sur l'onde porteuse égale à $2P$.

Le simple énoncé de ces valeurs fait bien ressortir l'économie considérable que procure l'emploi du procédé à B.L.U. En B.L.U., la puissance radioélectrique produite par l'émetteur varie par exemple

entre $\frac{1}{100}P$ dans les silences, là où l'onde porteuse réduite ou le signal pilote sont seuls présents, et P dans les pointes de modulation.

Au contraire, dans le système à double bande donnant le même rapport signal/bruit à la réception, la puissance produite est $2P$ pendant les silences, et $3P$ pendant une période soutenue de modulation à 100 %. La puissance moyenne sur une conversation normale sera environ de $\frac{1}{3}P$ dans le premier cas, et de $\frac{7}{3}P$ dans le second cas, soit sept fois

plus dans le cas de l'onde à double bande que dans le cas de la B.L.U. Les puissances consommées présenteront un écart moindre entre elles, mais il subsistera encore un net avantage pour le matériel à B.L.U.

La comparaison ci-dessus a été faite dans le cas de propagation normale, pour l'un et l'autre système. Il se trouve que l'avantage de la B.L.U. est encore accru lorsque la propagation devient moins bonne, en particulier lorsqu'apparaissent des évanouissements du type dit « sélectif ». A ce moment, le signal à double bande subit une détérioration considérable par rapport à celle que subit le signal à B.L.U., ce qui fait que la communication reste beaucoup plus longtemps intelligible et utilisable avec ce dernier procédé.

Les avantages que l'on vient d'exposer justifient donc pleinement la tendance si marquée actuellement à développer les communications en ondes décamétriques à B.L.U.

II. — Conception des équipements simplifiés à bande latérale unique

On connaît les équipements de grand trafic à bandes latérales indépendantes (B.L.I.) qui conviennent à la transmission de trois ou quatre communications simultanées.

Un trafic d'une telle densité ne se conçoit qu'entre des centres importants séparés par de grandes distances.

Le prix d'un ensemble émetteur et récepteur à B.L.I. est la somme des prix des deux éléments suivants :

- l'équipement d'élaboration des bandes latérales indépendantes à l'émission ainsi que le récepteur,
- la partie purement radio-électrique de l'émetteur.

Le premier poste se maintient sans modification lorsqu'on fait varier la puissance de l'émetteur. Il représente par lui-même une somme assez élevée. Au contraire, le second poste varie avec la puissance de l'émetteur et dans le même sens. Si donc l'on entreprend de réaliser des ensembles à B.L.I. de puissance de plus en plus faible, on arrive assez vite à ce que le prix de second poste devienne négligeable

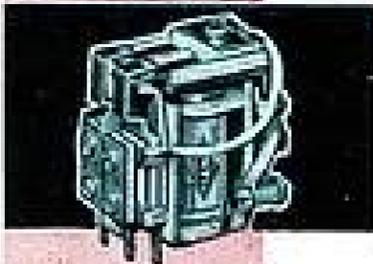
RELAIS

1936

1956

20^e Anniversaire

20 ANNEES D'EXPERIENCE



MTI

LE MATÉRIEL TECHNIQUE INDUSTRIEL

23 et 40, rue du Pré Saint-Gervais, PARIS-19^e — Tél. BOL 79-78

PUBLI. SARP

devant le prix du premier, ce qui correspond à une formule économiquement déséquilibrée, et à un prix global ridiculement élevé par rapport à la puissance de l'émission. En fait et pour cette raison, on peut difficilement justifier la réalisation d'ensembles à B.L.I. au standard international pour des puissances inférieures à 400 W et il vaut mieux s'en tenir, en fait, à une puissance égale ou supérieure à 1 kW.

La technique couramment pratiquée exclut donc du bénéfice des avantages des communications par ondes à bandes latérales indépendantes les liaisons qu'une puissance réduite à l'émission suffirait à assurer. Il a paru avantageux d'étendre à ces liaisons la technique de la bande latérale unique (B.L.U.) et la C.F.T.H. a poursuivi depuis une dizaine d'années des études en vue d'atteindre cet objectif.

Ces études ont abouti à la création depuis quatre ans de divers types d'équipements dont les essais ont donné des résultats très satisfaisants.

On peut rappeler qu'entre temps, certains amateurs américains ont procédé à des essais en B.L.U. à faible puissance mais en s'appuyant sur une technique différente de celle adoptée par C.F.T.H.

Dès le début de l'étude, il parut évident que le résultat recherché ne pouvait être obtenu qu'en réduisant considérablement le premier poste de dépense mentionné plus haut.

Dans ce but, on commença par limiter à une le nombre des voies téléphoniques. Cette limitation ne présente aucun inconvénient, car la mise à disposition d'une voie suffit largement dans le cas d'un équipement simplifié.

Dans l'étape suivante, on reprit l'examen d'un élément très important et très coûteux, c'est-à-dire le dispositif de réglage automatique de fréquence. Sur ce point, il parut très vite qu'il fallait abandonner la technique utilisée en B.L.I. En effet, à mesure que la puissance de l'émetteur diminue, il devient de plus en plus difficile d'utiliser efficacement un porteur réduit, et la technique valable pour la réception d'émetteurs à B.L.I. de 2 à 40 kW ne peut convenir si la puissance de l'émetteur tombe à quelques dizaines de watts. De plus, comme la largeur du filtre de porteur utilisé en B.L.I. n'est que de 50 Hz environ, il faut une intervention de l'opérateur qui amène, manuellement, au début du service, la fréquence de l'onde reçue à tomber dans la bande passante du filtre : après cela le dispositif automatique entre en jeu et maintient l'accord convenable.

On peut ici remarquer que si la stabilité des émetteurs et récepteurs était telle que l'onde reçue tombe dans les limites du filtre de porteur, le problème serait résolu sans qu'il y ait besoin d'un dispositif automatique de réglage de fréquence, car l'erreur maximum de reconstitution du signal B.F. serait alors de 25 Hz ce qui suffit amplement dans le cas de téléphonie commerciale. Mais en fait, si l'on veut que la synchronisation s'effectue automatiquement, il faut que la largeur de la voie « porteur » passe à 500 ou 1 000 Hz. De ce fait seul, la puissance de bruit est multipliée par 10 ou 20 et comme la puissance du

porteur réduit a été elle-même divisée par 100 ou même davantage, le rapport signal/bruit dans la voie porteuse tombe à des valeurs trop basses pour que le système d'accord automatique fonctionne. Même si on utilise une technique de porteur flottant, où l'amplitude de celui-ci varie en sens inverse de celle de la modulation, de manière à opérer à crête quasi-constante, on ne retrouve pas un fonctionnement satisfaisant car l'élargissement de la bande augmente beaucoup le danger de « capture » du système automatique d'accord par une émission parasite ou un brouilleur. Incidemment, l'exploitation à crête constante fait perdre un avantage fondamental du système à B.L.U., qui est l'économie de consommation d'énergie.

On avait reconnu très tôt que l'emploi d'oscillateurs stables et entièrement indépendants à l'émission et à la réception constituerait une solution idéale et on s'attacha à la rendre possible. A priori, cela paraissait improbable car les fabricants de quartz refusaient de garantir une stabilité supérieure à 10^{-4} pour leurs cristaux ce qui donnait, à 10 MHz, une erreur de restitution du signal de 1 000 à 2 000 Hz alors que les clauses internationales exigeaient une erreur inférieure à 20 Hz. Un tel écart semblait impossible à combler.

Sans se laisser décourager, les services techniques de la C.F.T.H., s'attaquèrent au problème. Ils mirent d'abord en évidence le fait que l'on pouvait tolérer sans perdre d'intelligibilité des écarts beaucoup plus grands que les 20 Hz exigés par les normes en vigueur en B.L.I. Même pour un écart de 100 Hz, le naturel est perdu mais non l'intelligibilité, car pour détruire celle-ci, il faut aller bien au-delà de 200 Hz. On décida donc d'admettre des écarts de 50 Hz pouvant atteindre 100 Hz exceptionnellement dans le cas où l'émetteur et le récepteur auraient dérivé en sens contraire. Ces chiffres correspondaient encore à une stabilité de 10^{-3} à 5 MHz et de $5 \cdot 10^{-4}$ à 10 MHz stabilities que les fabricants de quartz ne voulaient pas garantir. Mais il n'était pas interdit de penser que des stabilités supérieures aux chiffres garantis par les fabricants de quartz pourraient être obtenues en service, à condition de perfectionner les oscillateurs et d'éliminer l'erreur de calage. Pour s'en assurer, il y avait donc lieu de procéder à des essais de fonctionnement dans des conditions voisines de celles de l'exploitation envisagée. Afin d'éliminer l'erreur de calage, on disposa les équipements de manière à permettre une synchronisation facile par envoi de l'onde porteuse (normalement supprimée) dans le but de la comparer à celle produite localement dans le récepteur : un simple « œil magique » permit de régler au battement nul au début du service, après que les quartz eurent pris leur température de régime. On constata alors en fait que moyennant l'emploi de circuits d'entretien spéciaux et améliorés, les stabilités désirées pouvaient être assurées.

On obtint ainsi une solution élégante et sûre du problème de la démodulation en B.L.U. à faible puissance, tout en réduisant le coût du récepteur par la suppression de tout système de réglage automatique de fréquence. Il peut être intéressant de

Voltmètre ÉLECTRONIQUE

modèle 743

Voltmètre électronique absolument universel indispensable à tous les laboratoires de recherches, aux chaînes de construction et à l'exploitation du matériel électronique.

TENSIONS CONTINUES POSITIVES ET NÉGATIVES 1,6 - 5 - 16 - 50 - 160 - 500 - 1600 V - Résistance d'entrée : 100 M Ω
TENSIONS ALTERNATIVES : 12 c/s à 406 Mc/s \pm 1,5 dB, 2,2 pF d'entrée.

ECHELLE DÉCIBELS

RÉSISTANCES : de 1 Ω à 1000 M Ω

ACCESSOIRES SUPPLÉMENTAIRES : Diviseur alternatif 1/10 16 à 1600 Volts - Raccord coaxial type N - Tête de mesure type N - Sonde THT jusqu'à 32 KV - Résistance d'entrée : 1500 M Ω

ALIMENTATION : 110 - 127 - 220 - 250 V 50/60 c/s

DIMENSIONS : 315 x 190 x 130 mm - **POIDS** : 5,9 kg.



METRIX

**COMPAGNIE GÉNÉRALE
DE MÉTROLOGIE**
ANNECY - FRANCE • BOITE POSTALE 30

AGENTS : PARIS, 16, Rue Fontaine (9^e) TR 07-34 • CAEN, A. Ullrich, 46, Rue Broquet • LIÈGE, B. Rue de Barberie-Mais, TEL 51-15-11 • LYON, B. Cours Lafayette, Tel. Malroy 57-43 • MARSEILLE, 3, Rue Hov (5^e) Tel. Guyonnet 22-14 • MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle • NANTES, 11, rue Pasteur-Mais, TEL 3481 • NICE, Férion, 6, Rue de Lyche • STRASBOURG, 13, Place des Halles Tel. 22-48-32 • TOULOUSE, 10, Rue Alexandre-Cabanel, Tel. CA 36-84 • ALGER, M. Boujea, 13, Rue de Savigny • TUNIS, Demis, 11, Rue Al-Djazira • ARGENTINE, MONTIANO SA, BUENOS-AIRES • ANGLÈTERRE, Salsman, DRAM'S DITTON • BRÉSIL, Orya, BRUSQUE • BRÉSIL, Soub. SMO PAULO • CANADA, G. P. L. SA, MONTREAL • ÉGYPTE, D. Fara, LE CAIRE • ESPAGNE, Garcia Escoria, BARCELONE • FINLANDE, O. T. Nyberg, HELSINKI • GRÈCE, A. Karayannis & Co, ATHÈNES • ITALIE, S. de Lorenzis, MILAN • LIBAN, Aziz E. Cahal, BEYROUTH • MEXIQUE, Y. A. LeLievre, MEXICO • NORVÈGE, F. Ullrichsen, OSLO • NOUVELLE-ZÉLANDE, W. G. Graham Ltd, WELLINGTON • PORTUGAL, Estado S.A., LISBOANE • SUÈDE, A. B. Fultstedt, STOCKHOLM • SUISSE, Tel. Bevel, ZÜRICH • TURQUIE, Radya Servis, ISTANBUL • SYRIE, Salsman & Co, DAMAS • U.S.A., American Metrix Corp, UPPER MERRITT, PA.

Nouvelle MIRE Multistandard

819-625 LIGNES TYPE 260

Spécialement conçue pour les normes françaises, belges et européennes.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

BARRES HORIZONTALES variables jusqu'à suppression.

SIGNAUX DE SYNCHRONISATION à fronts très roides.

TENSION DE SORTIE positive ou négative réglable de 0 à 15 V, crête à crête.

FRÉQUENCE SIGNAL-SON : 1.000 c/s. env.

DEUX MODULATEURS : IMAGE SON

TENSION H.F. À INJECTER : 100 mV max. 100 mV max.

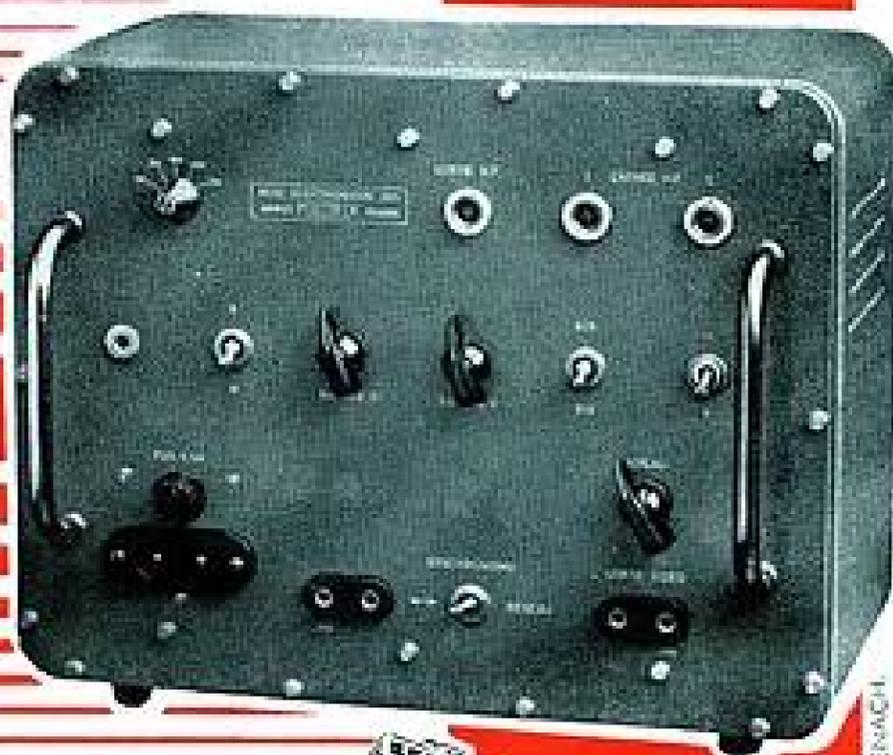
IMPÉDANCE D'ENTRÉE 75 Ω 75 Ω

TENSION DE SORTIE 5 mV sur 75 Ω 6 dB au-dessus

à modulation pos. ou nég. niveau image

SORTIE COMMUNE pour les deux modulateurs.

DIMENSIONS : 330x270x220 mm. - **POIDS** : 9,3 kg.



**COMPAGNIE GÉNÉRALE
DE MÉTROLOGIE**
ANNECY - FRANCE • BOITE POSTALE 30

METRIX

signaler que dans un cas particulier d'exploitation sur une fréquence voisine de 3 MHz, le réglage s'est maintenu sans retouche pendant toute une année. Même à des fréquences de 15 ou 20 MHz, on n'a pas besoin de retoucher souvent la fréquence du quartz récepteur et, même dans le cas où elle devient nécessaire, l'opération correspondante ne prend que quelques secondes.

Le fait que la démodulation de l'onde reçue s'effectue dans le récepteur par un signal stable de grande amplitude, produit localement et exempt de toutes les vicissitudes de la propagation, permet d'obtenir une liaison satisfaisante avec des valeurs extrêmement faibles de signal reçu. Pour les mêmes valeurs, un signal à double bande serait inutilisable car la porteuse servant à démoduler serait elle-même très faible et affectée par le bruit de fond. Il résulte de ce fait une supériorité du système à B.L.U. sur celui à double bande, qui est très supérieur aux 9 dB théoriques, ce qui a été confirmé par les résultats d'exploitation des équipements en service.

On trouvera plus loin la description de divers équipements C.F.T.H. simplifiés à B.L.U. Qu'il suffise ici de dire que certains produisent un signal réduit à la seule bande latérale, tandis que d'autres produisent un signal dans lequel on a ajouté un « pilote » d'amplitude en principe constante. On peut manipuler télégraphiquement ce pilote, par le procédé du déplacement de fréquence (« frequency shift keying, F.S.K. » ou régime F1), sans perturber le signal téléphonique ni la fonction de réglage automatique de gain du récepteur que ce signal pilote permet d'assurer.

En vue de développements futurs, la C.F.T.H. continue l'étude de ce système dans le but de l'adapter à des communications entre engins mobiles ou entre engins mobiles et stations fixes. La première application, très intéressante du fait de l'économie de consommation qui en résulte, concerne des équipements mobiles fonctionnant dans la bande 30-40 MHz. Une autre application, encore plus fructueuse, concerne des équipements permettant d'assurer en HF les communications à grandes distances entre avions et sol.

La puissance d'un équipement de bord en HF (ondes décimétriques) est limitée par la tension maximum que peut supporter l'antenne sans effluer. Le procédé de la B.L.U. permet, dans le cadre de cette limitation, d'augmenter notablement l'efficacité de la liaison sans aggraver la consommation, ce qui permettrait à un avion d'entrer en communication avec sa base à des distances de plusieurs milliers de kilomètres. Les milieux aéronautiques commencent d'ailleurs à reconnaître l'avantage de l'emploi de la B.L.U. pour les liaisons en HF à grande distance, les équipements en ondes métriques et en ondes décimétriques assurant les liaisons à petite et moyenne distance. Les avantages du procédé C.F.T.H. de B.L.U. simplifiée ont été exposés au Congrès de l'I.A.T.A. (Copenhague, mai 1952) et ont retenu l'attention des congressistes tant français qu'étrangers.

III. — Description de quelques équipements

Nous décrivons ci-dessous divers types de matériels simplifiés à B.L.U. mis au point par la Compagnie Française Thomson-Houston.

— Pour le fonctionnement en alternat avec combiné (alternat par pédale ou alternat automatique à la voix) :

ÉMETTEUR RÉCEPTEUR TH 861, dont l'émetteur a une puissance de crête de 10 W environ.

— Pour le fonctionnement en duplex, avec possibilité de raccordement à un réseau téléphonique :

ÉMETTEUR TH 863, d'une puissance de crête de 50 W environ.

AMPLIFICATEUR TH 911, d'une puissance de crête de 400 W environ.

RÉCEPTEUR TH 864.

Émetteur récepteur TH 861

I) CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR TH 861.

L'ensemble émetteur-récepteur à bande latérale unique, type TH 861, est destiné à l'établissement de liaisons radiotéléphoniques et radiotélégraphiques entre deux stations fixes ou mobiles, dont la distance peut atteindre quelques centaines de kilomètres.

Le trafic s'effectue dans les deux sens sur une même fréquence et la liaison est exploitée en alternat manuel ou automatique.

La gamme d'utilisation s'étend de 3 à 12 MHz. La fréquence de fonctionnement est obtenue à partir d'un oscillateur à quartz et de circuits pré-réglés interchangeables contenus dans des boîtiers munis de broches de contact. Le changement de cette fréquence pour une autre fréquence préparée (avec blocs d'accord déjà pré-réglés et quartz préchauffé) est très rapide (il peut être effectué en moins d'une minute).

II) DESCRIPTION DE L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR TH 861 A ET B.

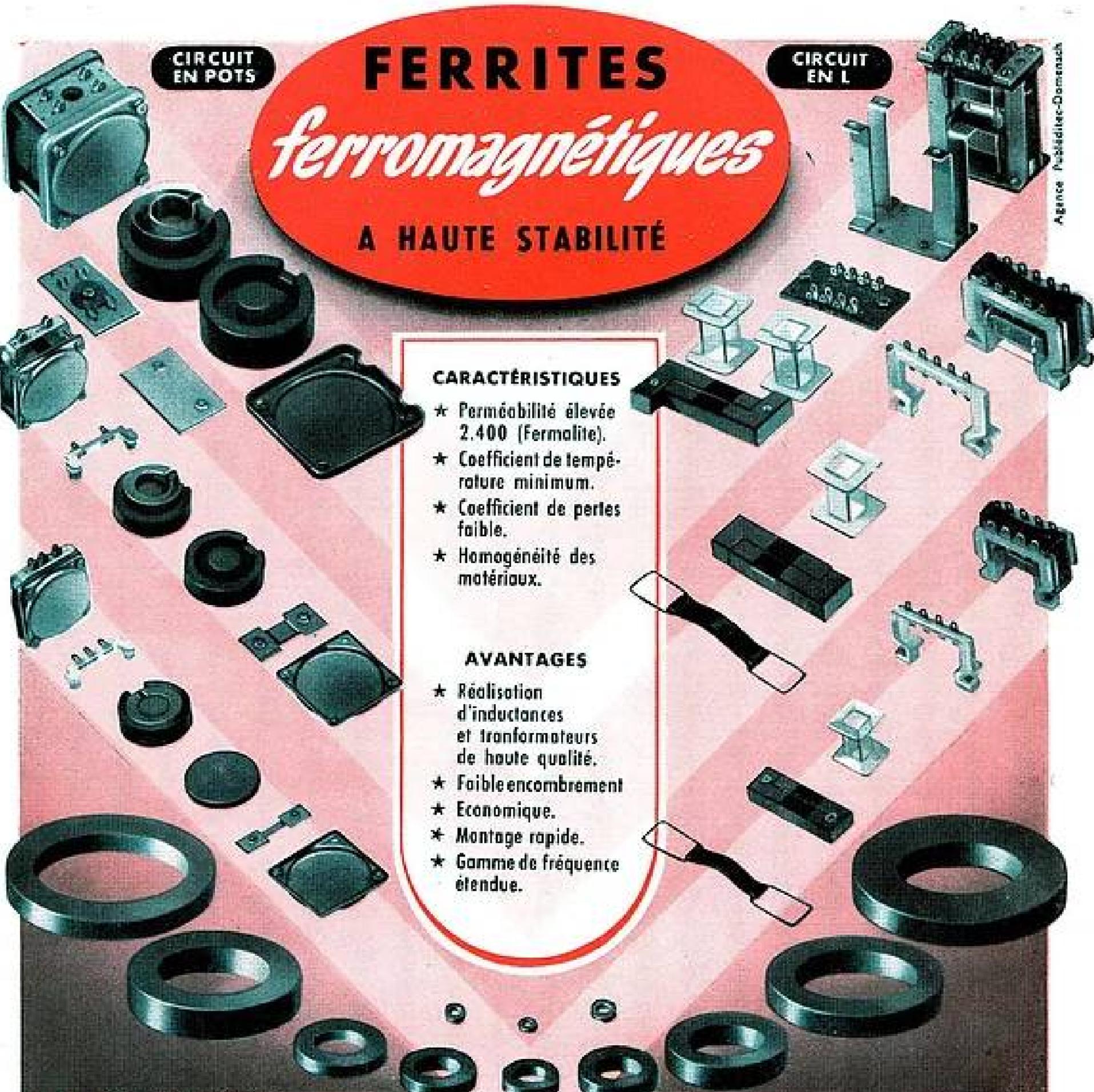
Les éléments de cet ensemble, émetteur-récepteur et alimentation, sont répartis sur deux châssis disposés en tiroirs.

L'ensemble TH 861 se présente sous la forme d'un coffret de 40 × 50 × 50 cm.

Le poids approximatif est de 50 kg.

Ce coffret contient deux tiroirs dont l'un groupe les étages haute fréquence tandis que l'autre contient l'alimentation.

La liaison électrique entre les tiroirs est assurée par câble souple avec fiches.



FERRITES

ferromagnétiques

A HAUTE STABILITÉ

CIRCUIT EN POTS

CIRCUIT EN L

CARACTÉRISTIQUES

- ★ Perméabilité élevée 2.400 (Fermalite).
- ★ Coefficient de température minimum.
- ★ Coefficient de pertes faible.
- ★ Homogénéité des matériaux.

AVANTAGES

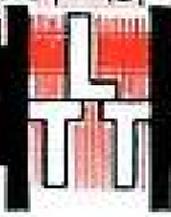
- ★ Réalisation d'inductances et transformateurs de haute qualité.
- ★ Faible encombrement
- ★ Economique.
- ★ Montage rapide.
- ★ Gamme de fréquence étendue.

Agence Publicité-Dornbach

Type (FRONT)	PROPRIÉTÉS	APPLICATIONS	
FERRITES DOUX FERMALITE	Perméabilité initiale moyenne	Bobines d'inductance (circuit à entrefer)	Transformateur (circuit sans entrefer)
	1002 1750	1 KHz à 300 KHz	
	1003 1250	200 KHz à 500 KHz	
	2001 2400	1 KHz à 20 MHz	
	2002 2400	Bobines, Pannes et Bobines haute fréquence	
3001 1500		Transformateur de puissance H.F.	
FERRILITE		Bobines d'inductance	Transformateurs
	1101 800	0,2 à 2 MHz	1 KHz à 20 MHz
	1102 250	1 à 7 MHz	1 KHz à 50 MHz
	1103 100	5 à 15 MHz	1 KHz à 70 MHz
	1104 30	10 à 60 MHz	1 KHz à 100 MHz
1105 15	50 à 120 MHz	1 KHz à 200 MHz	

Type (REAR)	Bout H		B ₁	B ₂	B	P _r	H _c	APPLICATIONS
	10	20	G	G	G	G	cc	
FERRITES À PERTE DÉTRIMENTABLES RECTALITE	4302	3340	3080	0,92	0,7	Mémoire		
	4303	2800	2570	0,92	1,6			
	4304	3500	3300	0,92	1,4			
	4401	3660	3360	0,92	0,55			
	4402	3300	3220	0,92	0,60			
4001	4000	3520	0,90	0,60	Comande et Ampli magnétiques			
FERRITES AMANTS FERROXITE		B ₁	H _c	B.H. 10 ⁻¹¹ max.		Lévit à champ carré avec bonnes propriétés magnétiques		
	5202	2000	1500	1,3				

LIGNES TÉLÉGRAPHIQUES
89, Rue de la Faisanderie



ET TÉLÉPHONIQUES
PARIS-16° TRO. 45-50

**M.C.B et
VERITABLE ALTER**

11 rue Pierre Lhomme
COURBEVOIE
Défense 20-90

ALTER

*Les petits
potentiomètres bobinés*



PBL 06

'LOTO' et 'MINIBOB'

PREMIÈRE REVUE FRANÇAISE
D'ÉLECTRO-ACOUSTIQUE, LA

revue du SON

ARTS ET TECHNIQUES SONORES

Conseil de Rédaction :

MM. Jean-Jacques MATRAS, *Ingénieur général de la Radio-Télévision Française*; José BERNHART, *Ing. des Télécommunications, Chef des services "Prise de Son" à la R.T.F.*; André MOLES, *Docteur ès Sciences, Ing. I.E.G., Licencié en Psychologie, Acousticien*; François GALLET, *Ing. des Télécommunications, Chef du service "Enregistrement magnétique à la R.T.F."*; René LEHMANN, *Ingénieur au Département Acoustique-Téléphonométrie du Centre National d'Études des Télécommunications*; Jean VIVIÉ, *Ing. civil des Mines, professeur à l'École Technique du Cinéma*; Louis MARTIN, *Ancien élève de l'École Polytechnique, Directeur technique pour l'Europe de la Métro-Goldwyn-Mayer.*

traite chaque mois les rubriques

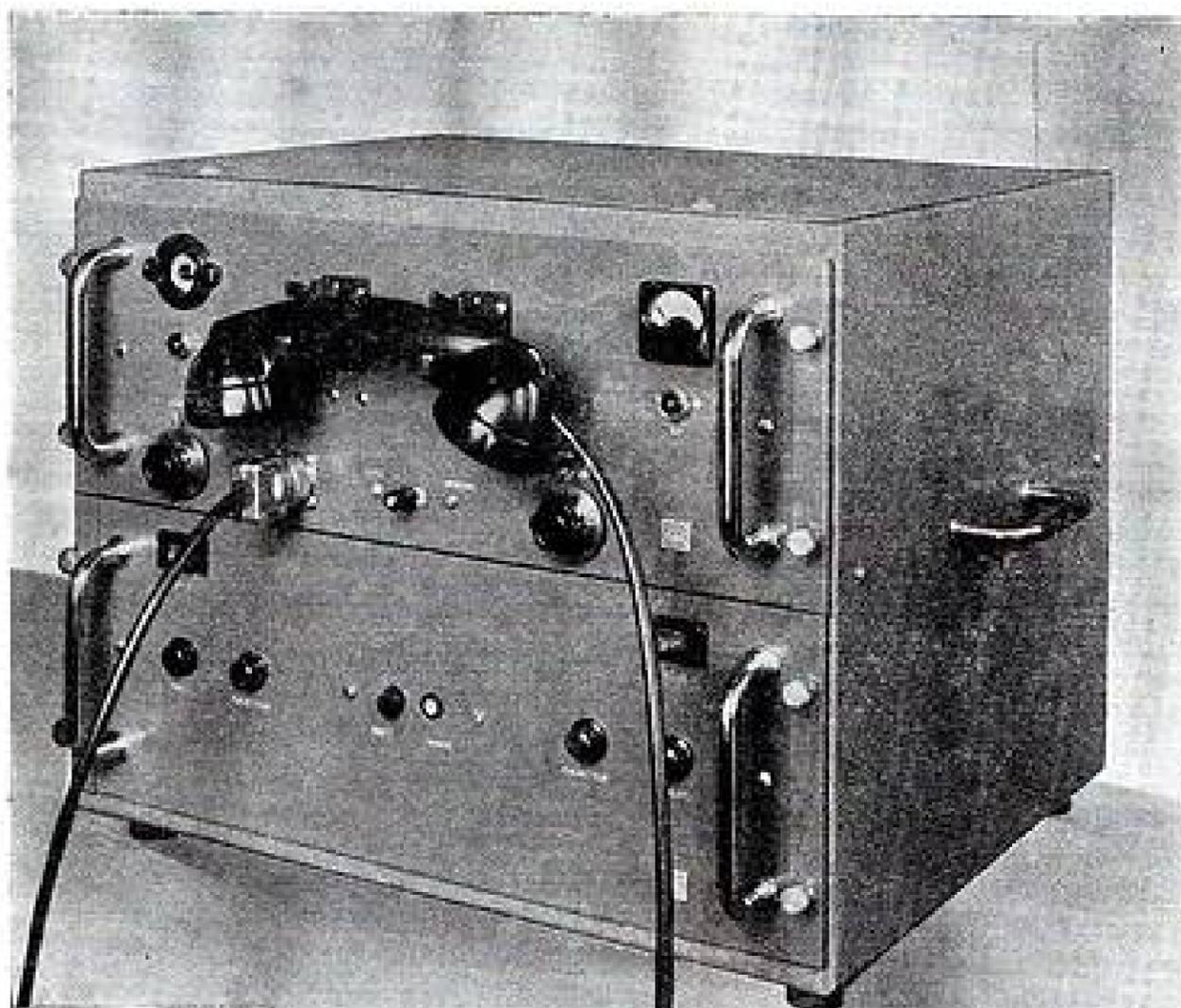
ENREGISTREMENT
REPRODUCTION
SONORISATION
CINÉMA SONORE

Demandez le dernier numéro paru : 183 Fr.

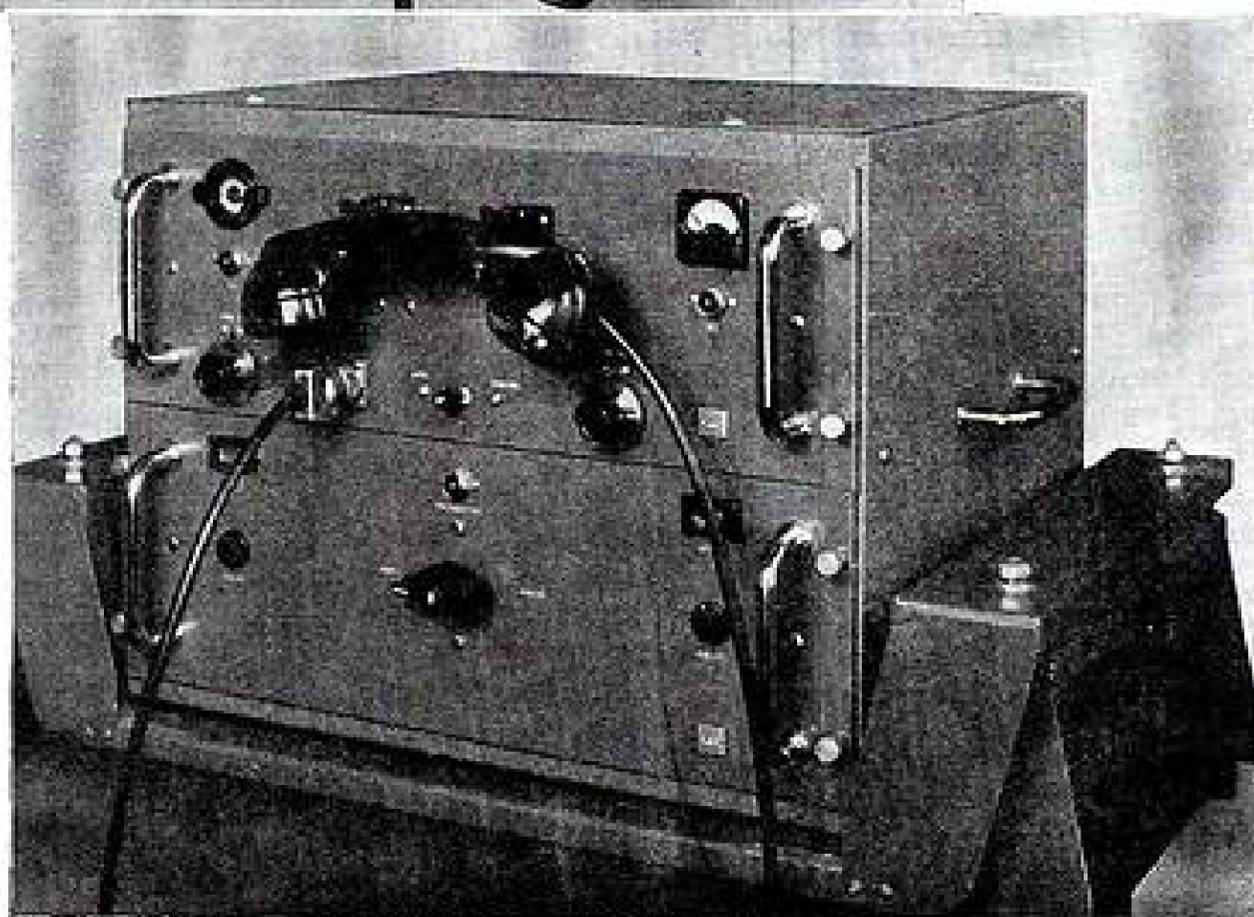
revue du SON

40, rue de Seine, PARIS-6^e

C.C.P. PARIS 53-35



Version fixe



Version mobile

FIG. 1. — Émetteur Récepteur BLU THS61.

Monté en équipement mobile, ce dernier est placé sur une suspension élastique sous forme de berceau avec amortisseurs.

21) Émetteur.

211) *Description* : Le signal de basse fréquence issu du microphone, après passage dans un transformateur d'adaptation, est conduit vers le premier modulateur, qui est attaqué par ailleurs par un oscil-

lateur à quartz. Un filtre passe-bande laisse passer la bande latérale supérieure de cette première modulation. L'autre bande et l'onde porteuse sont éliminées.

L'onde présente à la sortie de ce filtre est envoyée sur un second modulateur ainsi que l'oscillation provenant d'un quartz. Les circuits accordés de l'amplificateur suivant laissent passer la bande latérale supérieure.

Jahnichen

D.I.P.R.

LE MATÉRIEL DE HAUTE QUALITÉ

Beyschlag

Résistances fixes à couche très haute qualité.



Fers à souder miniature et industriels (de 20 à 750 W). Bains d'étain.



Elektro Röhren Göttingen: Ampoules néon pour témoins et signalisation. Lampes spéciales.



Résistances étalon de haute précision et de haute stabilité, classe 0,5.



Klar et Beilschmidt: Condensateurs papier miniature étanches et relais - réglettes de connexion miniature à casses.



Matériel de signalisation (voyants, coissans lumineux, contacts, etc...).

KACO

Vibreurs, convertisseurs de renommée mondiale.



WICKMANN: fusibles de précision. Porte-fusibles. Coupe-circuits de 1 milli à 600 amp. Ultra-fusibles à partir de 0,5 MA.

Preh

Potentiomètres. Rhéostats (gros ampères). Commutateurs à plots.



SK "Sté Sarroise de Condensateurs": Condensateurs électrolytiques (radio et industrie).



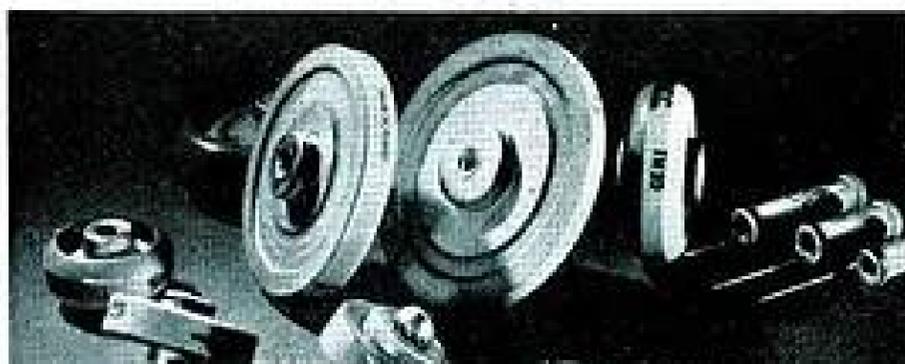
Appareils électriques à dénuder les fils et câbles.



Prises de contact et dispositifs de raccords pour Appareils et Machines électroniques. Prises de courant miniature.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE ET L'U. F.
ETS JAHNICHEN
27, RUE DE TURIN - PARIS-VIII^e - TÉL. EUR. 59-09

CONDENSATEURS DE PUISSANCE



Ag. PUBLITEC-DOMENACH - 5

Nouvelle Série

TM 15 et TM 30

PERMETTANT UN
GRAND ACCROISSEMENT
DES
PUISSANCES
ADMISSIBLES

P 30/30	20- 50 pF	20 KVA
P 30/50	50-100 pF	30 KVA
T 45/90	100-200 pF	70 KVA
T 45/90	200-400 pF	50 KVA
T 65/90	400-500 pF	50 KVA



...Et nos modèles habituels:
ASSIETTES
de circuit et découplage.

POTS
et **TUBES**
10 à 4700 pF
5 à 30 KVAR



THT
pour filtrage
très haute tension
500 & 1000 pF 20 KV

LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE
22, RUE DU GÉNÉRAL-FOY - PARIS-8^e
TÉL. : LAB. 38-00

LCC

Enfin, un troisième modulateur à tube permet d'élever la fréquence de la bande latérale. La fréquence du dernier oscillateur, oscillateur à quartz, est calculée pour porter le spectre du signal dans la bande de fréquence choisie. A la sortie du modulateur, un transformateur à circuits accordés ne conserve que la bande latérale désirée. Ce transformateur attaque l'étage de puissance équipé de deux tubes disposés en parallèle.

Le couplage d'antenne est réglable. Il est prévu pour une sortie symétrique de 75 ohms.

Un milliampèremètre donne un contrôle rapide et sûr des divers réglages. Un dispositif visuel indique la présence de courant dans le feeder.

212) *Caractéristiques* : La gamme de fréquence s'étend de 3 à 12 MHz ; la puissance délivrée au feeder en crête est de 10 W ; la bande passante à 6 dB s'étend de 300 à 3 000 Hz ; l'affaiblissement de la bande latérale non utilisée est de 40 dB au minimum ; l'affaiblissement du porteur par rapport à la tension de crête est de 30 dB ; l'impédance de sortie est de 75 ohms.

22) Récepteur.

221) *Description*. Dans le récepteur, les différentes transpositions se font de la même manière qu'à l'émission, mais en sens inverse. Ces transpositions sont obtenues à partir des mêmes oscillateurs à quartz.

La tension recueillie par l'antenne est amplifiée dans un étage haute fréquence. Elle est ensuite conduite au premier démodulateur qui reçoit avec le signal HF la fréquence du troisième oscillateur de l'émetteur. Après amplification, le signal de la moyenne fréquence est démodulé et filtré par les éléments de l'émetteur qui ont permis les opérations inverses. La bande moyenne fréquence subit deux changements de fréquence pour atteindre la valeur de la basse fréquence 300 - 3 000 Hz. Le signal ainsi obtenu est amplifié et appliqué aux bornes de sortie.

222) *Caractéristiques*. — La gamme de fréquence s'étend de 3 à 12 MHz ; la sensibilité pour un signal en onde entretenue pure et un rapport signal à bruit de 26 dB est de 3 μ V ; l'impédance d'entrée est de 75 ohms ; l'atténuation de la fréquence image est de 60 dB ; le dispositif de régulation automatique de sensibilité donne pour une variation du signal à l'entrée du récepteur de 3 à 30 000 μ V une variation de niveau de sortie maximum de 6 dB.

De nombreux éléments sont communs à l'émetteur et au récepteur. Ce sont tout d'abord les oscillateurs à quartz. De plus les filtres et les modulateurs à cristal forment des ensembles réversibles qui servent dans le sens émission et dans le sens réception.

Cette solution a permis de réduire les éléments constitutifs, l'encombrement, le prix.

Pour réduire l'écart de fréquence qui pourrait naître entre les deux ensembles TH 861 servant à la liaison, un dispositif de synchronisation permet de faire jouer légèrement la fréquence locale d'un ensemble, utilisé en réception, par rapport à la fréquence émise par l'autre ensemble.

Un tube indicateur visuel permet de réglage, qui se maintient sans retouche pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours.

Un dispositif d'appel permet une prise de contact très aisée analogue à celle d'un réseau téléphonique.

23) Alimentation.

L'alimentation peut être réalisée à volonté à partir d'un secteur alternatif (100 - 110 - 125 - 190 - 220 - 250 volts, en tension monophasée 50/60 Hz, ou à partir d'une batterie d'accumulateurs de 12 volts).

A cet effet, on a prévu deux types de tiroirs d'alimentation. Ces tiroirs sont interchangeables, de sorte qu'il est toujours possible de transformer un ensemble secteur en ensemble batterie et inversement, par substitution du tiroir d'alimentation correspondant.

La consommation de l'ensemble émetteur-récepteur est de l'ordre de :

- 100 V.A en réception

- 140 V.A en crête d'émission,

dans le cas de l'alimentation à partir du secteur alternatif.

L'intensité demandée à la batterie d'accumulateurs est de :

- 7 A en réception

- 10 A en crête d'émission.

24) Aérien

L'aérien recommandé est une antenne demi-onde horizontale. Cette antenne, pour l'équipement mobile, peut être supportée par deux mâts en alliage léger d'une hauteur comprise entre 5 et 10 mètres.

La mise en station de l'aérien ne demande que quelques minutes.

Toutefois, une boîte d'adaptation, fournie sur demande, permet d'utiliser tout autre type d'antenne, en particulier une antenne du type « fouet ».

Emetteur TH 863, amplificateur TH 911 et récepteur TH 864

1) GÉNÉRALITÉS.

L'émetteur TH 863 et le récepteur TH 864, qui utilisent les principes exposés précédemment, sont destinés à l'établissement de liaisons entre points fixes. Ils permettent de réaliser simultanément une communication téléphonique et une communication télégraphique indépendantes. La communication téléphonique s'effectue en modulation d'amplitude en bande latérale unique, et la communication télégraphique en manipulation par déplacement de fréquence.

Le signal total émis se compose d'un signal téléphonique à bande latérale unique de 2 700 Hz de largeur (entre 300 et 3 000 Hz) accompagné d'un signal pilote d'amplitude réduite. La fréquence de ce dernier peut être modifiée à la cadence d'une mani-

CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES • CONDENSATEURS AU PAPIER

ÉTANCHES ET
TROPICALISÉS

S.I.C



5^{TE} INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS

95 à 107, Rue de Bellevue, Colombes - Charlebourg 29-22

pulation télégraphique. L'excursion de fréquence du pilote est de 400 Hz et les deux fréquences extrêmes correspondent aux fréquences 4 400 et 4 000 Hz qui sont en dehors de la bande téléphonique. La largeur du spectre du signal total est alors de 4 100 Hz.

Ce signal pilote d'amplitude définie sert en outre, dans le récepteur, de signal de référence pour commander automatiquement le gain des étages amplificateurs de manière à compenser les variations dues à la propagation et à donner constamment à la sortie du récepteur un niveau correct.

Dans des cas spéciaux, il est possible de donner au signal pilote une amplitude correspondant à la crête admissible pour l'émetteur, de façon à permettre d'établir la communication télégraphique avec une puissance plus grande que dans le cas normal, mais alors la communication téléphonique n'est plus possible tant que dure ce fonctionnement spécial.

Dans le fonctionnement normal, il est bien entendu que l'on peut transmettre par la voie téléphonique non seulement une communication parlée, mais tout signal dont la fréquence est incluse dans la bande 300-3 000 Hz, à condition que l'on utilise ce signal tel qu'il existe à la sortie du récepteur. On

pourrait ainsi transmettre un signal de téléphotographie (fac-similé), un signal télégraphique à large excursion de fréquence, etc...

Lors de l'opération de synchronisation, l'émetteur envoie un signal correspondant à l'onde porteuse habituellement supprimée et fournie par l'oscillateur du premier modulateur (20 kHz). On le compare à la réception, après transposition, avec l'onde de l'oscillateur local du dernier démodulateur (20 kHz). Lors de cette opération, le signal émis comprend également le pilote réduit, pour maintenir la régulation automatique de sensibilité du récepteur.

L'établissement d'une liaison bilatérale (un émetteur et un récepteur à chaque extrémité) nécessite l'utilisation de deux fréquences, une pour chaque sens de communication (fonctionnement dit en « duplex »).

La communication téléphonique est du type « 4 fils », mais on peut éventuellement raccorder les équipements à des réseaux « 2 fils », soit à une extrémité soit même aux deux.

Comme les conditions de propagation peuvent amener à modifier, à certaines heures, la fréquence de trafic, l'émetteur et le récepteur comportent deux

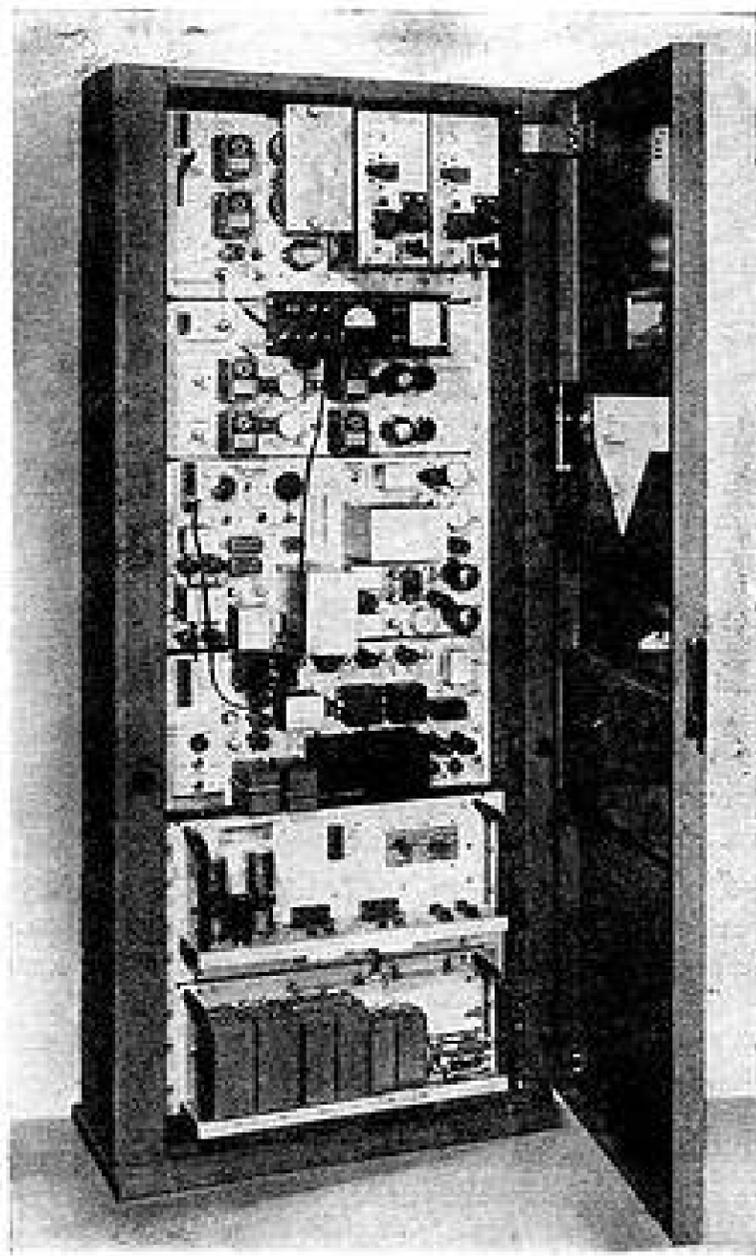
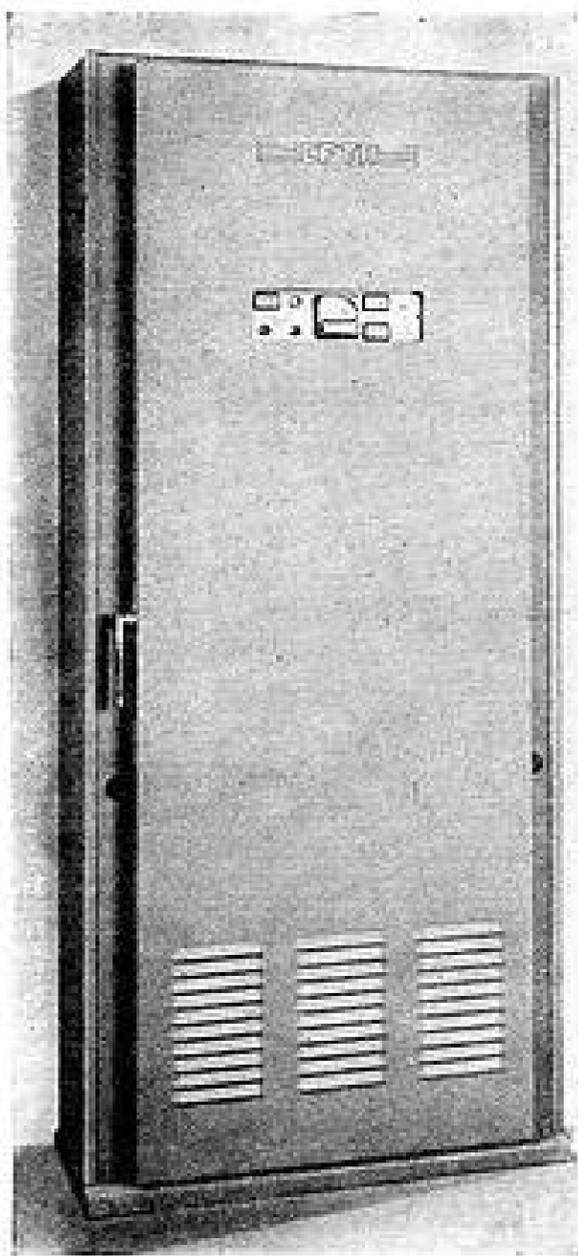


FIG. 2. — Émetteur BLU TH. 863 et Récepteur BLU TH. 864.

fréquences préréglées. Le passage de l'une à l'autre est instantané. Le réglage sur une nouvelle fréquence ne prend que quelques minutes.

II) ÉMETTEUR TYPE TH 863.

21) Caractéristiques de l'émetteur.

La gamme totale des fréquences de fonctionnement de l'émetteur est de 2,5 à 15 MHz ; elle est couverte en quatre sous-gammes :

- 2,45 à 4,1 MHz
- 3,9 à 7,1 MHz
- 6,8 à 12,25 MHz
- 10 à 15 MHz

Chaque sous-gamme est couverte par un jeu de boîtiers interchangeables.

L'émetteur a deux fréquences préréglées commutables instantanément, chaque fréquence étant choisie dans l'une quelconque des quatre sous-gammes.

Le circuit de sortie de l'émetteur est fixe et se présente sous forme de deux blocs correspondant chacun à une des deux fréquences préréglées : chacun couvre la totalité de la gamme de 2,5 à 15 MHz.

La puissance crête que peut délivrer l'émetteur est égale ou supérieure à 50 watts, dans toute l'étendue de la gamme de 2,5 à 15 MHz.

L'affaiblissement est inférieur à 6 dB par rapport à la fréquence optimum dans la bande 300/3 000 Hz. Le spectre total basse fréquence correspondant à la bande latérale transmise est compris entre 300 et 4 400 Hz. Les fréquences 4 000 Hz et 4 400 Hz sont celles utilisées pour la transmission télégraphique. Dans le cas de transmission simultanée, de la phonie et de la graphie, le niveau de la bande latérale transmise correspondant à la graphie (4 000/4 400 Hz) est à 14 dB au-dessous du niveau crête de l'émetteur.

Dans le cas de transmission télégraphique seule, les fréquences correspondant à 4 000 ou 4 400 Hz sont transmises avec la puissance totale de 50 watts.

L'affaiblissement de la bande latérale non utilisée est supérieur ou égal à 40 dB.

Un régulateur automatique de niveau est prévu qui permet de maintenir une puissance HF appliquée à l'antenne sensiblement constante ; pour des variations du niveau BF à l'entrée du limiteur de 20 dB, la variation à la sortie est inférieure ou égale à 2 dB. Le réglage du niveau d'entrée permet de situer le limiteur dans sa zone de régulation pour des niveaux à l'entrée de la phonie (600 ohms) variant de + 6 dB à - 26 dB par rapport au niveau zéro.

Le signal télégraphique peut appartenir à l'un des types suivants :

a) double courant :

La tension appliquée à l'émetteur, normalement de + 48 volts et - 48 volts, peut être plus faible avec une limite inférieure de + 12 volts et - 12 volts ; la résistance d'entrée est de 22 000 ohms.

b) simple courant :

La tension normale est de 0 et - 96 volts, avec une limite inférieure de - 24 volts et une ondulation admissible de 3 volts crête.

c) fréquence vocale :

Cette fréquence peut être quelconque entre 425 et 3 000 Hz. Un réglage permet de ramener le niveau d'entrée à la valeur nécessaire pour un fonctionnement correct du régulateur qui compense des variations lentes jusqu'à 26 dB au-dessus de cette valeur. Le niveau d'entrée peut être compris entre + 6 dB et - 26 dB par rapport au niveau zéro (ligne 600 ohms). Le fonctionnement est possible jusqu'à un rapport signal/bruit de 6 dB.

d) contact.

Celui-ci permet une manipulation télégraphique, sans aucune source extérieure, par la fermeture et l'ouverture d'un contact. La cadence maximum de manipulation est de 50 bauds, ce qui correspond à celle des téléimprimeurs courants.

L'affaiblissement du porteur par rapport à la tension de crête à la sortie est supérieur à 30 dB. La sortie est prévue pour une impédance de charge voisine de 75 ohms ou de 600 ohms.

L'ensemble est alimenté sur secteur alternatif 50/60 Hz, en tension monophasée de 100, 110, 125, 175, 190, 220 ou 250 volts.

La consommation est :

- inférieure à 140 watts en position de veille (chauffage des filaments et thermostats des quartz) ;
- inférieure à 360 watts, pour une puissance HF émise de 50 watts.

L'émetteur est prévu pour être raccordé à deux antennes distinctes ; il possède une sortie d'antenne pour chacune des deux fréquences préréglées.

L'émetteur peut être raccordé sur deux lignes correspondant aux deux voies de modulation, l'une pour le signal 300/3 000 Hz, l'autre pour le signal télégraphique.

22) Fonctionnement de l'émetteur

L'élaboration de la bande latérale unique se fait par trois transpositions successives. La première élève le spectre BF (300-4 400 Hz) dans la bande 20,3 - 24,4 kHz, la seconde dans la bande 1200,3 - 1204,4 kHz, et la troisième, toujours avec la même largeur de bande, à la valeur de la fréquence du trafic choisie dans la gamme 2,5 à 15 MHz. Ce signal est alors amplifié jusqu'à une puissance de 50 watts. La bande basse fréquence (spectre total de 300 à 4 400 Hz) se compose du signal téléphonique compris entre 300 et 3 000 Hz et du signal télégraphique (pilote) 4 000 ou 4 400 Hz d'amplitude réduite.

La première transposition s'effectue dans le premier modulateur attaqué par des signaux BF et 20 kHz, suivi du filtre première moyenne fréquence (20,3 - 24,4 kHz). La composante « phonie » du signal BF est fournie par le filtre 300 - 3 000 Hz après avoir

STABILITÉ



La généralisation des faisceaux hertziens et des liaisons à canaux multiples nécessite une utilisation optimum des bandes passantes. Les canaux ne doivent pas risquer d'interférer ce qui provoquerait de la diaphonie. Il ne faut pas non plus laisser d'intervalle entre les canaux, sous peine de réduire leur nombre.

Ces résultats ne peuvent être obtenus que par l'emploi des filtres à front raide devant comporter des condensateurs de haute surtension. Ces condensateurs doivent, en outre, être rigoureusement stables pour éviter les chevauchements accidentels.

Spécialiste depuis de longues années des questions de télécommunications, la Société STEAFIX s'est attachée à fabriquer des condensateurs au mica D'UNE STABILITÉ EXCEPTIONNELLE, vieillis artificiellement, largement calculés et qui durent pendant de très longues périodes sans amener de perturbations dans les liaisons.

A l'épreuve du temps et du mauvais temps, les condensateurs au mica STEAFIX assurent aux télécommunications, perfection, durée et stabilité.

UTILISEZ DONC UN BON CONDENSATEUR ET VOUS ÉPARGNEREZ DES FRAIS IMPORTANTS DE RÉPARATIONS



STEAFIX

Société Anonyme au capital de 65.000.000 de Francs

17, RUE FRANCOEUR, PARIS 18^e - FRANCE

TÉL. MONTMARTRE 02-93

le spécialiste du condensateur au mica

traversé le limiteur. La composante « graphie » du signal BF (pilote) est fournie à travers le séparateur par l'oscillateur pilote dont le déplacement de fréquence (4 400-4 000 Hz) est obtenu à l'aide de la lampe à réactance, elle-même commandée par les signaux télégraphiques.

La seconde transposition s'effectue de façon analogue dans le deuxième modulateur à l'aide des signaux de la première M.F. et 1 180 kHz, suivi par le filtre de la deuxième M.F. (1 200,3 - 1 204,4 kHz).

La troisième transposition s'effectue encore selon le même processus dans le troisième modulateur à l'aide des signaux de la deuxième M.F. et des signaux à la fréquence de l'oscillateur à quartz H.F. à travers le séparateur, suivi des filtres H.F.

Pour cette troisième transposition, la fréquence délivrée par le séparateur est toujours supérieure à la fréquence de trafic choisie ; les filtres H.F., contrairement aux deux transpositions précédentes, prélèvent la bande inférieure. Le signal issu de cette dernière transposition est amplifié et porté à la puissance de 50 watts par le préamplificateur et l'amplificateur final.

Une commutation à commande unique permet de choisir les circuits correspondants à l'une ou à l'autre des fréquences pré-réglées (F1 et F2).

L'alimentation et le filtrage fournissent toutes les tensions nécessaires au fonctionnement de l'émetteur.

23) Description du matériel.

L'émetteur est contenu dans une armoire de hauteur 1,70 m ; de largeur 0,68 m ; et de profondeur 0,43 m. Le poids de l'ensemble complètement équipé est de 150 kg environ.

L'armoire comporte deux portes, une à l'avant et une à l'arrière.

La figure 2 représente, sur la droite, une vue, portes ouvertes, de l'émetteur à bande latérale unique type TH. 863.

À la base de chacune des portes et sur le volet supérieur se trouvent des persiennes grillagées intérieurement afin d'assurer le refroidissement de l'ensemble tout en évitant l'intrusion des insectes.

Au milieu de la porte avant est disposée une fenêtre munie d'un panneau de plexiglas laissant apparaître les différents organes de contrôle visuel.

À l'intérieur de l'armoire sont fixées six platines de dimensions normalisées (19 inches) et qui, de bas en haut, sont les suivantes :

- platine filtrage,
- platine alimentation,
- platine télégraphie,
- platine basse fréquence,
- platine moyenne fréquence,
- platine haute fréquence.

Sur toutes ces platines les éléments principaux figurés sur les plans sont indiqués par les repères imprimés sur la tôle des châssis.

Chaque platine, sauf celle réservée au filtrage, comporte à l'avant et sur la gauche une série de prises avec indication de leurs rôles permettant, par le branchement de la fiche mobile de l'appareil de mesure, d'effectuer le réglage de l'émetteur et de contrôler le fonctionnement de tous les tubes. Le câblage, réalisé au dos de chaque platine, est très accessible. Chacune de celles-ci est raccordée au câblage de baie par des fiches amovibles à contacts multiples dont la partie fixe se trouve sur le montant latéral gauche de l'armoire. Sur ce même montant se trouve une prise de courant raccordée directement au réseau.

Il y a, en outre, entre la platine HF et la platine MF une jonction extérieure amovible sur la face avant constituée par un câble coaxial court ; de plus, une barre d'accouplement, sur la face arrière, réunit entre eux les commutateurs de chacune de ces platines.

Enfin, la tropicalisation de ce matériel est totale, tant au point de vue conception que réalisation.

III) AMPLIFICATEUR TYPE TH 911.

L'amplificateur TH 911 est prévu pour être attaqué par un émetteur TH 863, en vue d'augmenter la puissance du signal à bande latérale unique émis par l'émetteur TH 863.

31) Caractéristiques de l'amplificateur.

La gamme de fréquence est la même que celle couverte par l'émetteur TH 863 soit 2,45 à 15 MHz. La puissance de crête atteint 400 W. Toutefois, dans le fonctionnement en télégraphie seule où le signal téléphonique est supprimé et où le signal pilote prend l'amplitude maximum, la puissance est limitée à 250 W.

L'étage de puissance est équipé de deux tubes 4 E27 fonctionnant en classe B. Les circuits de grille et d'anode sont en double, et sont commutables instantanément au moyen d'une manette, donnant ainsi deux fréquences pré-réglées.

L'alimentation placée à la base de l'armoire, utilise quatre phanotrons type 5021.

L'impédance de sortie normale est de 75 ohms, permettant le raccordement à un dipôle horizontal directement, ou par l'intermédiaire d'une boîte d'adaptation à une antenne de type différent, ou de 600 ohms afin de permettre d'attaquer une ligne bifilaire ouverte.

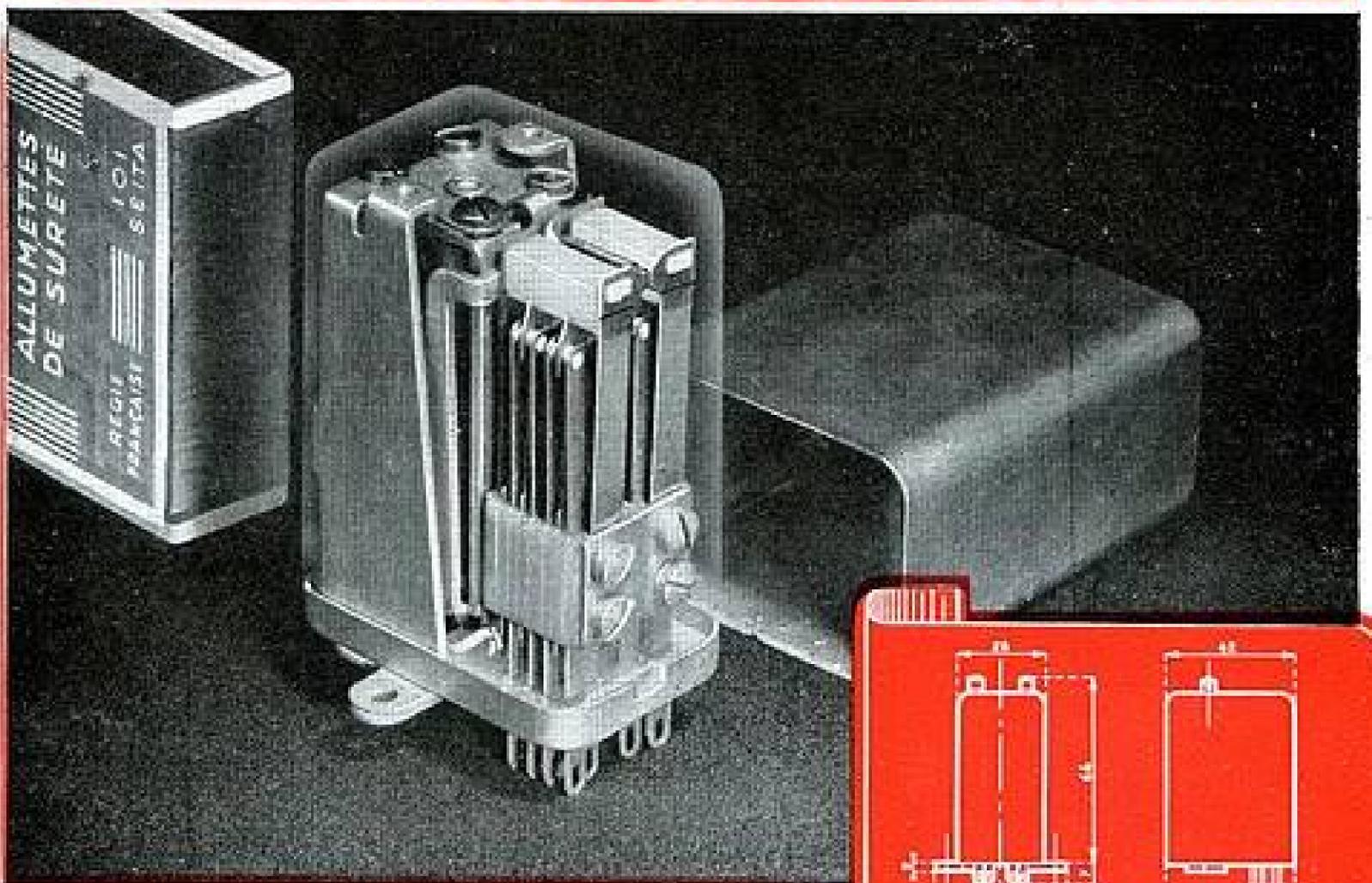
32) Description du matériel.

L'ensemble de l'amplificateur TH 911 est compris dans une armoire de mêmes dimensions que celle de l'émetteur TH 863 et du récepteur TH 864.

Le poids est d'environ 200 kg.

Un panneau porte les dispositifs d'automatisme et de sécurité permettant le démarrage correct de l'appareil en respectant les temps de préchauffage nécessaires.

6.000.000 de MANOEUVRES...



Le nouveau **RELAIS "AY"**

DIX caractéristiques nouvelles assurent à ce nouveau relais une sécurité de fonctionnement absolue.

Contact double

Pression supérieure

Pas de cambrage de lames

Alignement automatique des contacts

Pas d'usure d'axe (pas de jeu possible)

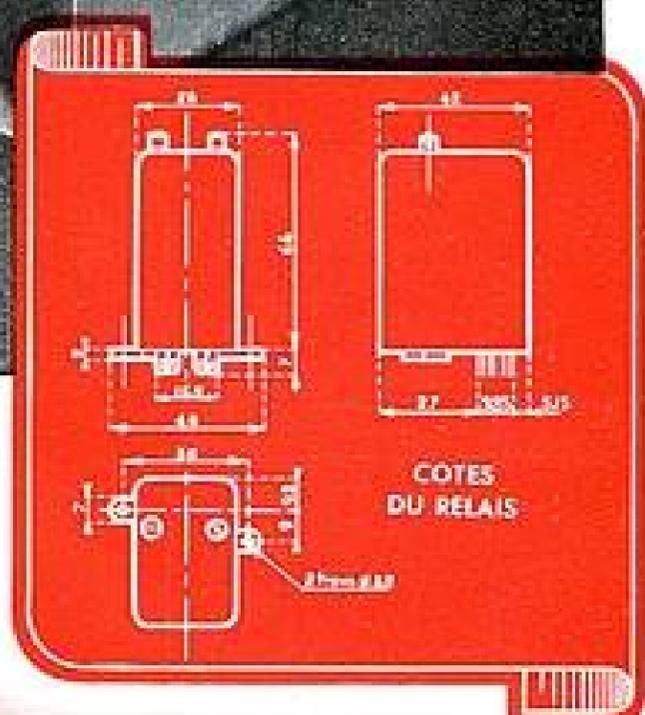
Rappel cabribré par ressort indépendant

0,8 Watt pour 4 RT, 1,6 Watt pour 8 RT

Le bloc moulé supprime les défauts d'emplages, il assure l'interchangeabilité automatique, un isolement tropical parfait.

Par ailleurs, les usines **BERNIER** fabriquent tous les organes de raccordement et de commutation concernant l'électronique.

Brevets internationaux



- ★ APPAREILLAGE ÉLECTRONIQUE
- ★ PRISES MULTIBROCHES
- ★ JACKS, FICHES DE JACKS...
- ★ RELAIS H. F. ET H. T. ET DE TÉLÉCOMMANDE
- ★ RELAIS TÉLÉPHONIQUES
- ★ RELAIS POLARISÉS



BERNIER & C^{IE} 19 RUE MALTE-BRUN - PARIS XX^e - MEH. 07-24

AGENCE PUBLITEC DOMENACH

IV) RÉCEPTEUR TYPE TH 864.

41) Caractéristiques du récepteur.

La gamme des fréquences de fonctionnement du récepteur est comprise entre 2,5 et 15 MHz ; elle est couverte en quatre sous-gammes :

- 2,45 à 4,1 MHz
- 3,9 à 7,1 MHz
- 6,8 à 12,25 MHz
- 10 à 15 MHz

Chaque sous-gamme est couverte par un jeu de boîtiers interchangeable.

Le récepteur a deux fréquences pré-réglées commutables instantanément, chaque fréquence étant choisie dans l'une quelconque des trois sous-gammes.

En faisant varier la fréquence à l'entrée du récepteur, la variation du niveau à la sortie du filtre pilote est inférieure à 6 dB pour les fréquences comprises entre 3 900 et 4 500 Hz, ainsi que pour celles comprises entre 300 et 3 000 Hz à la sortie de la voie phonie.

Dans la voie « pilote », l'atténuation est supérieure à 40 dB pour les fréquences inférieures à 3 400 Hz et supérieures à 5 000 Hz.

Dans la voie « phonie », l'atténuation est supérieure à 40 dB pour les fréquences supérieures à 3 900 Hz et pour la bande latérale atténuée à partir de 400 Hz.

L'atténuation de la fréquence image est supérieure à 60 dB.

Dans la voie « pilote », pour un signal pilote de 1 μ V le rapport signal/bruit, mesuré à la sortie du filtre 3 900/4 500 Hz pour le niveau normal, est supérieur à 10 dB.

Dans la voie « phonie » pour un signal pilote de 1 μ V et un signal phonie de 4 μ V, le rapport signal/bruit, mesuré à la sortie du récepteur pour le niveau normal, est supérieur à 26 dB.

Pour un signal pilote variant de 1 à 25 000 μ V et un signal phonie de 12 dB au-dessus, la variation du niveau à la sortie du récepteur est inférieure à 6 dB.

Pour un signal pilote compris entre 3 et 25 000 μ V et un signal phonie de 12 dB au-dessus, la distorsion est inférieure à 5 % pour un niveau de sortie de + 13 dB dans 600 ohms.

L'impédance d'entrée du récepteur est prévue pour un feeder de 75 ohms d'impédance caractéristique.

Sur la voie téléphonique, la puissance à la sortie est de 20 mW sur 600 ohms.

Le signal télégraphique à la sortie du récepteur peut être, suivant la source utilisée, du type :

- à double courant, la tension à la sortie étant de \pm 48 volts dans 1 200 ohms,

- à simple courant, la tension à la sortie étant de 0 et - 96 volts dans 2 400 ohms ;

- à fréquence vocale, la tension à la sortie étant au choix d'une fréquence 425 - 765 - 1105 - 1445 - 1785 - 2125 Hz avec une puissance maximum de 20 mW dans 600 ohms, et une distorsion inférieure à 5 %.

- par contact, la sortie de la ligne télégraphique étant ouverte ou court-circuitée au rythme de la manipulation télégraphique.

La vitesse de manipulation maximum de la voie télégraphique est de 50 bauds.

L'ensemble est alimenté sur un secteur alternatif 50/60 Hz monophasé de 100,110, 125, 175, 190, 220 ou 250 volts.

La consommation est de 120 W.

Le récepteur est prévu pour être raccordé à deux antennes distinctes, une par fréquence pré-réglée.

Le récepteur doit être raccordé sur deux lignes correspondant aux deux voies de modulation, l'une pour le signal téléphonique, l'autre pour le signal télégraphique.

42) Fonctionnement du récepteur.

Après la première transposition, le signal reçu dans la gamme de 2,5 à 15 MHz est ramené dans la bande 1200,3 à 1204,4 kHz.

La deuxième transposition ramène le signal dans la bande 20,3 à 24,4 kHz.

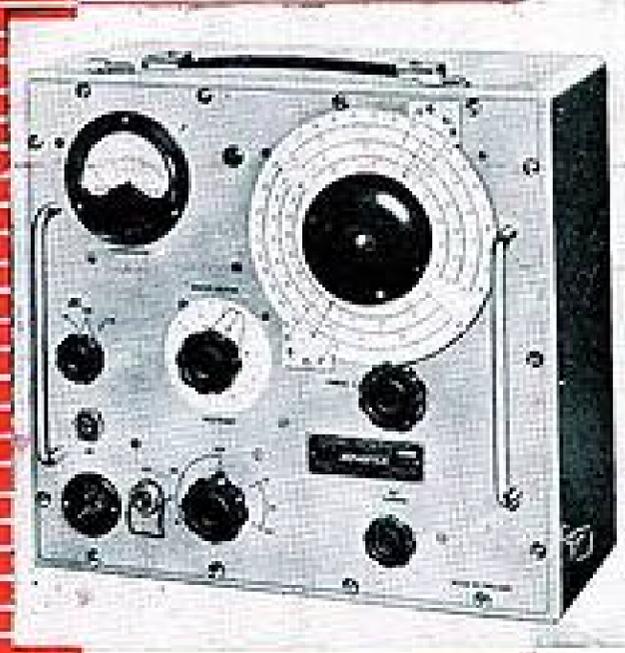
La troisième transposition reconstitue la basse fréquence dont le spectre total est de 300 à 4 400 Hz ; il se compose du signal téléphonique compris entre 300 et 3 000 Hz et du signal télégraphique (pilote) qui est de 4 000 à 4 400 Hz. Un commutateur à commande unique permet de choisir les circuits correspondants à l'une ou à l'autre des fréquences pré-réglées (F1 et F2). La première transposition s'effectue dans le premier démodulateur, qui reçoit d'une part le signal du feeder après amplification et d'autre part, la tension de démodulation fournie par un quartz suivi d'un étage séparateur. A la suite de ce démodulateur, le signal est ramené dans la bande 1 200,3 à 1204,4 kHz. Après amplification, le signal subit une deuxième transposition dans le deuxième démodulateur. Celui-ci reçoit d'une part le signal dans la bande de 1 200,3 à 1 204,4 kHz et d'autre part la tension de démodulation fournie par le quartz à la fréquence 1 180 kHz. A la suite de ce démodulateur, le signal est ramené dans la bande de 20,3 à 24,4 kHz et attaque le troisième démodulateur dont la tension de démodulation est fournie par un oscillateur à quartz à la fréquence 20 kHz. A la sortie de ce démodulateur, le signal est ramené dans le spectre d'origine 300 à 4 400 Hz. Un filtre 300/3 000 Hz suivi d'un amplificateur fournit à la sortie de la ligne téléphonique le signal « phonie ».

Un autre filtre 3 900-4 500 Hz précédé et suivi d'un amplificateur fournit le signal télégraphique d'une part à la platine « télégraphie » proprement

ADVANCE



J 1



T 1



D 1/D

GÉNÉRATEURS AM et FM

Type	Dés.	F	Pr.	Modulation	Sortie	Z	
H.1	BF	15 Hz à 50 kHz	± 1 % ± 1 Hz	(en sinusoïdal) (en rectangulaire)	~ 200 μV à 30 V II 400 μV à 40 V	600 ou 5 Ω	
J.1	BF	15 Hz à 50 kHz	± 2 % ± 1 Hz		0,1 mW à 1 W		
J.2	BF	identique à J.1. avec voltmètre de sortie incorporé.					
E.2	HF	100 kHz à 100 MHz	± 1 %	int. : 30 % - 400 Hz ext. : 80 % - 10 Hz à 4 kHz 40 % au-dessus	1 μV à 100 mV	75 Ω	
P.1	HF	100 kHz à 100 MHz	± 1 %	30 % à 400 Hz	1 μV à 100 mV	75 Ω	
B.4	VHF	a) 100 kHz à 80 MHz b) 30 kHz à 30 MHz	± 1 %	int. : 80 % à 400 Hz (a) de 15 Hz à 30 kHz = 80 % ext. { (b) 10 Hz à 10 kHz = 80 %	1 μV à 100 mV	75 Ω	
D1/D	VHF	10 MHz à 300 MHz	± 1 %	int. : 30 % à 1000 Hz ou carrée 50/50 à 1000 Hz	1 μV à 100 mV	75 Ω	
Q.1	VHF	7,5 MHz à 250 MHz	± 1 %	int. : 30 % à 1000 Hz ou carrée 50/50 à 1000 Hz	1 μV à 100 mV	75 Ω	
63	FM	7,5 MHz à 230 MHz Quartz de référence 10 ⁻⁴	± 1 %	AM : 1000 Hz = 10 ou 30 % FM int. : 0 — ± 150 kHz à 1000 Hz FM ext. : 0 — ± 150 kHz de 40 Hz à 20 kHz	1 μV à 100 mV		

Q-MÈTRE

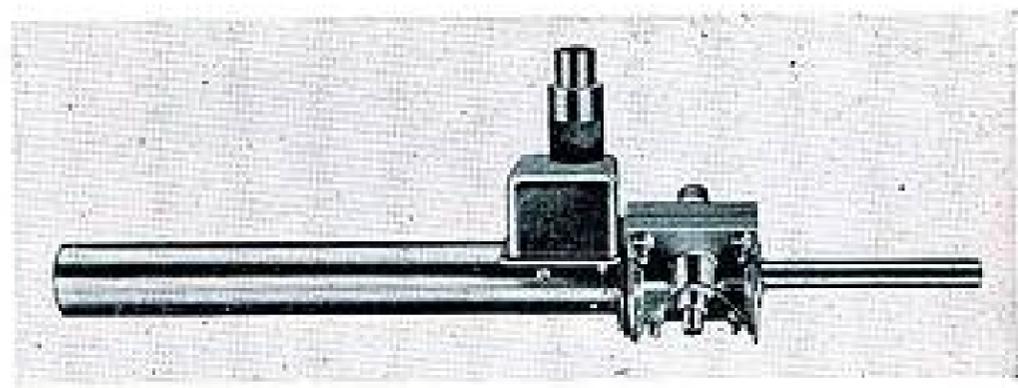
Type	Q	Gammes de fréquence	Cap. d'accord
T.1	10-400	100 kHz - 100 MHz	Ech I : 40 - 550 pF Ech II : 21 4000 - 300 Ech III : 1.0 ⁶ 600 - 50

COMMUTATEURS COAXIAUX types CS.11 et CS.12 - 6 voies - Diaphonie entre canal inférieur à 70 db à 45 MHz - Fuite : inférieure à 80 db - Résistance de contact due à fréquence : nulle à 75 ohms.

MACHINE A AIMANTER type K.1 - Appareil permettant d'obtenir de fortes inducts dans tous les aimants permanents utilisés pour les haut-parleurs, pick-ups, microphones aimants de focalisation, galvanomètres à cadres, etc..

ATTÉNUATEURS

A-38 du continu à la HF - Imp. : 75 Ω — Att. maxi : 80 db.
Précision : de 0 à 100 MHz : ± 1 db - de 100 à 300 MHz : ± 2 db.
A-57 pour la UHF - A piston - (9200 MHz) Impédance : 75 Ω. Atténuation : 126 db
A-55 pour la HF et la VHF Inductance : 0,1 μH. Atténuation : 20 db.



A 57



LELAND RADIO IMPORT C

M. BAUDET - 6, RUE MARBEUF, PARIS-8^e - ELY. +11-25

dite et d'autre part au détecteur amplificateur du régulateur de sensibilité. Ce dernier peut être mis hors circuit et remplacé par un réglage manuel.

Pour la voie télégraphique, après écrêtage et limitation, le signal télégraphique attaque un basculeur électronique à travers deux filtres détecteurs correspondant aux signaux télégraphiques de 4 000 et 4 400 Hz. Le basculeur actionne un relais à la cadence de la manipulation télégraphique.

Un commutateur à quatre positions dont la légende figure sur la platine télégraphique, permet de choisir la source manipulée correspondante. La synchronisation consiste à comparer la fréquence du signal envoyé par l'émetteur correspondant au porteur habituellement supprimé et qui après la deuxième démodulation dans le récepteur est comparée au porteur local (20 kHz). La différence des deux fréquences provoque un battement qui est observé sur le tube indicateur visuel. Le battement nul est obtenu en modifiant la fréquence de l'oscillateur à quartz haute fréquence du premier démodulateur.

43) Description du matériel

Le récepteur est contenu dans une armoire du même type que les matériels précédents.

Le poids de l'ensemble complètement équipé est de 125 kg environ.

L'aspect extérieur de cette armoire est exactement semblable à celui de l'armoire contenant l'émetteur TH 863.

A l'intérieur de l'armoire sont fixées six platines de dimensions normalisées (19 inches) et qui, de bas en haut, sont les suivantes :

- platine alimentation,
- platine alimentation 48/96,
- platine fréquence vocale,
- platine télégraphie,
- platine basse fréquence,
- platine haute fréquence.

Sur toutes ces platines les éléments principaux figurés sur les plans sont indiqués par des repères imprimés sur la tôle des châssis.

Chaque platine comporte à l'avant et sur la droite une série de prises avec indication de leurs rôles permettant, par le branchement de la fiche mobile de l'appareil de mesure, d'effectuer le réglage du récepteur, de contrôler le fonctionnement de tous les tubes et de mesurer différentes tensions. Le câblage réalisé au dos de chaque platine est très accessible. Chacune de celles-ci est raccordée au câblage de baie par des fiches amovibles à contacts multiples dont la partie fixe se trouve sur le montant latéral gauche de l'armoire. Sur ce même montant se trouve une prise de courant raccordée directement au réseau. Enfin la tropicalisation de ce matériel est totale, tant au point de vue conception qu'au point de vue réalisation.

IV. Exemples de liaisons réalisées à l'aide des équipements à B.L.U.

Des liaisons diverses ont été réalisées dans le cours des années 1954 et 1955 soit pour essais, soit pour exploitation.

A) LIAISONS RÉALISÉES AVEC UNE PUISSANCE ÉMISE DE 10 WATTS.

1) entre postes fixes

Il a été réalisé des liaisons entre Paris et Amiens (115 km), Nancy (275 km), Lyon (410 km), Saint-Etienne (440 km), Marseille (690 km) et Saint-Raphael (700 km).

Dans tous les cas, la liaison était assurée dans d'excellentes conditions.

2) Entre poste fixe et poste mobile (monté sur voiture)

Diverses liaisons entre points distants de 100 à 250 km ont été établies et assurées sans aucune difficulté.

3) Liaison entre poste fixe (ou mobile) au sol et poste monté sur avion (fig. 3).

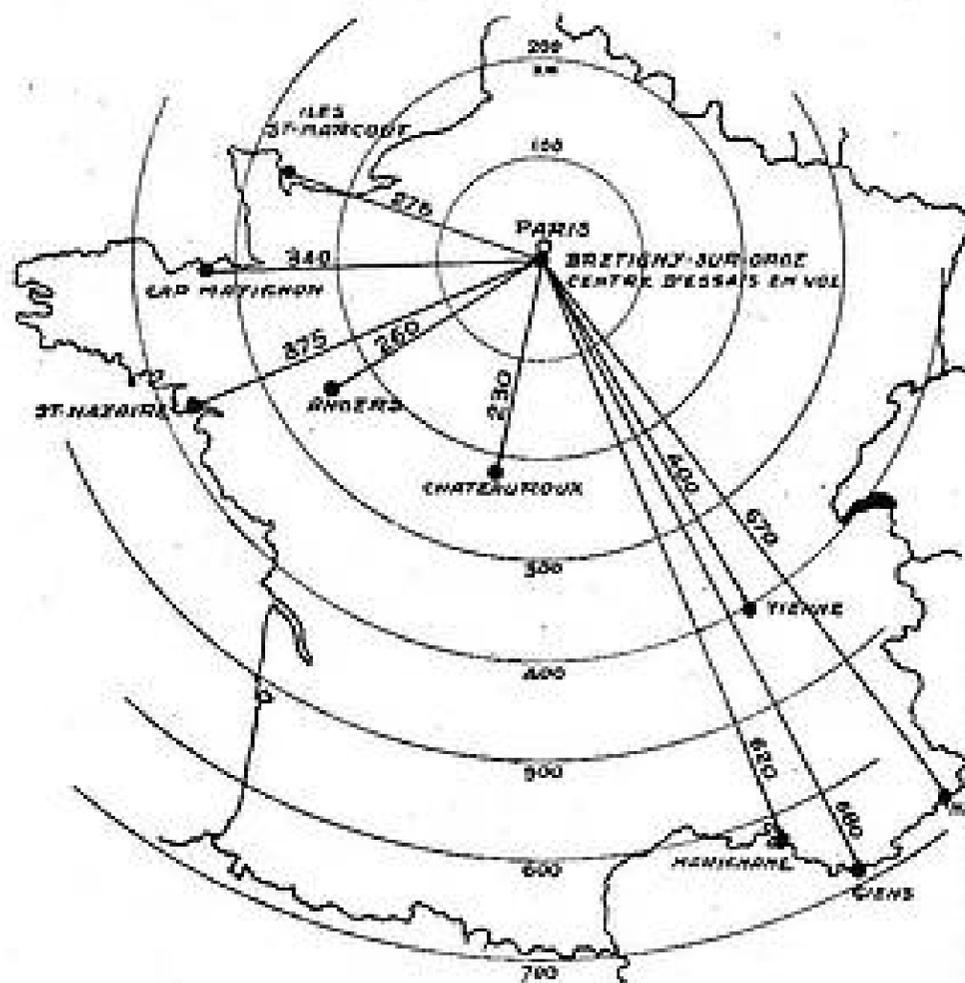


FIG. 3. — Liaisons réalisées en France par Émetteurs-Récepteurs TH 861 à BLU.

Des essais ont été effectués entre Paris et divers points du territoire tels que Saint-Nazaire, Vienne, Marnage, Giens ou Nice.

Ces liaisons effectuées à des heures variées ont montré que les émissions à B.L.U. étaient moins sensibles aux conditions de propagation médiocres que les émissions A3 classiques.

Dans la gamme des **HYPERFRÉQUENCES**
PHILIPS vous présente ses

APPAREILS DE MESURE
3^{cm}

Atténuateur fixe
 PP 4110 X

Atténuateur
 variable à lame
 PP 4130 X

Support de cristal
 accordable
 PP 4220 X

Torsade
 PP 4035 X

Charge
 adaptée
 PP 4170 X

Transition
 guide-coaxial
 PP 4070 X

Coudes E et H
 PP 4025 X
 et PP 4030 X

Support de
 Klystron
 PP 4200 X

Ondemètre à
 lecture directe
 PP 4290 X

Support de guide
 PP 4000 X

Équipement de mesure
 3 cm - SGM 122,00
 9000 à 9600 Mc/s

Oscillosynchroscopie
 SGM 120,01

Guide d'ondes
 unidirectionnel
 PP 4420 X

Générateur
 de bruit
 PP 4500 X

Équipement de contrôle
 de radar. Oscillosynchro-
 scope. Analyseur de spec-
 tre. Générateur de bruit.
 Matériel pour banc de
 mesure. Guide d'ondes
 unidirectionnel.

PHILIPS-INDUSTRIE

105, R. DE PARIS, BOBIGNY (Seine) - Tél. VILLETTE 28-55 (lignes groupées)

Elles étaient effectuées parallèlement avec un matériel à double bande de type classique, d'une puissance émise de 100 watts et la réception sur B.L.U s'est montrée, à tout moment, d'une qualité supérieure.

On conçoit tout le profit que l'on peut tirer de tels résultats pour l'établissement de liaisons entre les avions et le sol, étant donné les limitations de poids, de volume et de puissance qui sont imposées au matériel de bord.

B) LIAISONS EFFECTUÉES AVEC DU MATÉRIEL 50 W.

Lorsque l'on désire effectuer des liaisons sur des distances supérieures et assurer un trafic de qualité

commerciale, il convient d'utiliser un matériel pouvant émettre une puissance un peu plus élevée.

C'est ainsi qu'un réseau en exploitation en A.E.F. utilise pour établir ses liaisons, le matériel TH. 863 et 864 d'une puissance de 50 W. (fig. 4).

Ce réseau réunit Brazzaville et Bangui (1 200 km), Brazzaville et Libreville (850 km), Brazzaville et Fort Lamy (1 800 km).

Ces liaisons étaient autrefois assurées par un matériel classique d'une puissance de 3 kW et étaient fortement gênées par l'effet du fading sélectif. Cet effet a pratiquement disparu avec l'emploi de la B.L.U.

Plus près de nous, une liaison expérimentale a relié Paris à Naples (1 200 km), sans difficulté.

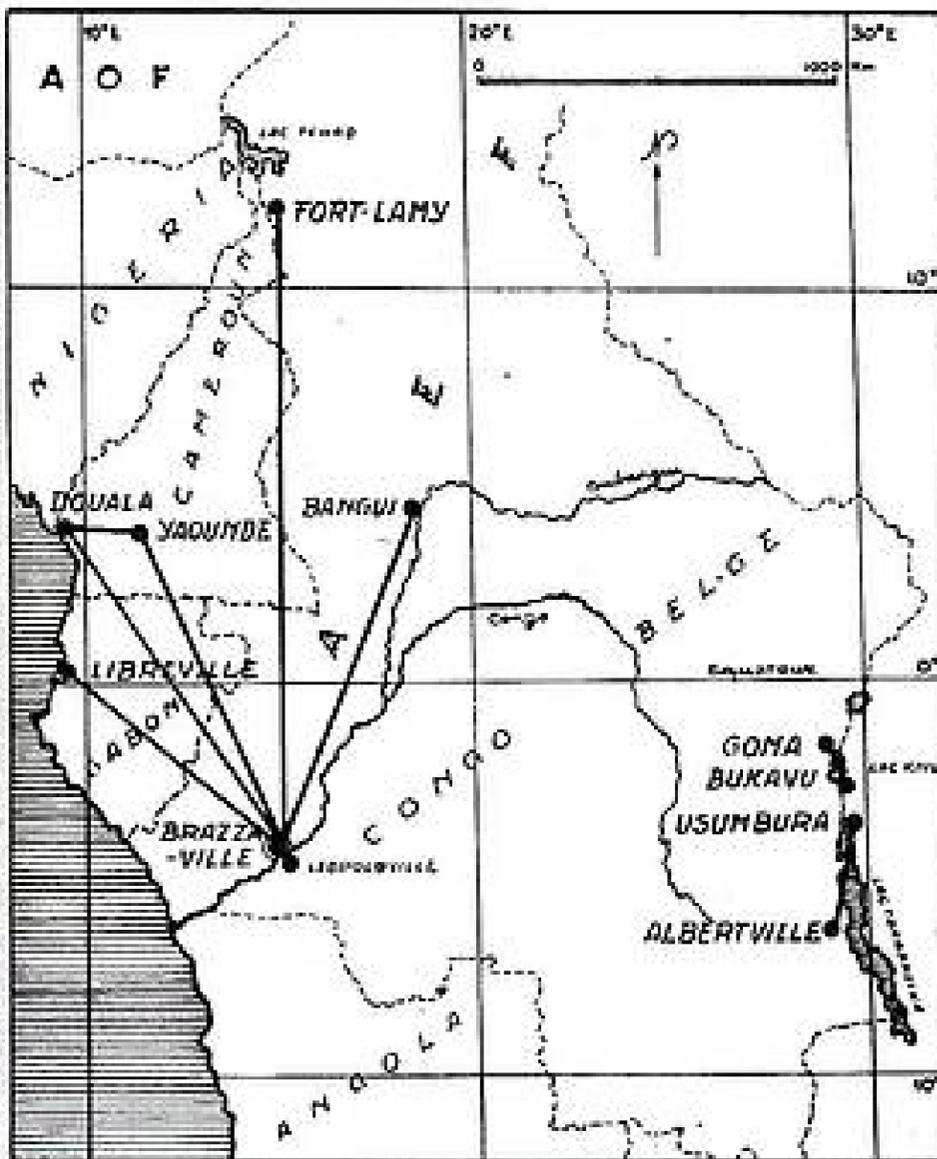


FIG. 4. — Réseau établi en A.E.F. par Émetteurs-Récepteurs TH 863-864 à B.L.U.

V. Conclusions.

Les avantages des liaisons à bande latérale unique étaient connus de longue date et celles-ci étaient utilisées pour assurer le trafic international bien avant la guerre.

Toutefois, l'obligation de synchroniser le récepteur sur l'émetteur compliquait fortement l'appareillage et ne rendait donc cette technique intéressante et rentable que si elle était associée à des émetteurs de grande puissance utilisés pour le trafic commercial. Il était impensable, en particulier, de pouvoir associer ce matériel à des émetteurs de faible puissance ce qui empêchait pratiquement de tirer parti complètement des avantages de ce système.

La C.F.T.H. a pu, après plusieurs années d'études, mettre au point, un matériel s'affranchissant de cette difficulté.

On a pu voir plus haut comment cette idée a permis de développer des matériels dont la puissance, le volume, et par suite le prix, sont fortement réduits.

Les résultats d'essais ou d'exploitation montrent que pour des distances inférieures à 1 000 km, une puissance de 10 watts est généralement largement suffisante et qu'avec 50 watts, on atteint des portées de 2 000 km tout en assurant une qualité commerciale parfaite la plupart du temps.



CONDENSATEURS *étanches* AU MICA

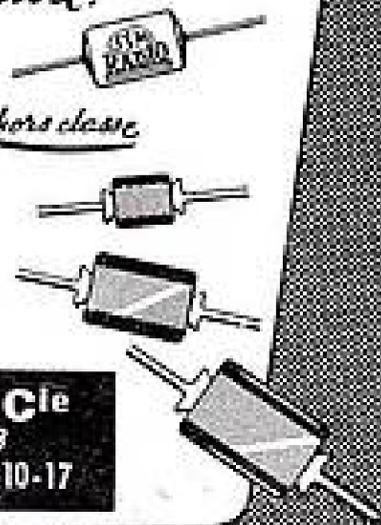
POUR TOUS LES EMPLOIS *air, mer, terre.*
DANS TOUTES CONDITIONS *froid, chaleur,*
humidité.

Les condensateurs au mica métallisé sous gaine céramique moulée étanche de la série PRC se sont révélés

... hors classe

Tropicalisation intégrale.

Tous les condensateurs au mica : imprégnés sous vide, cire, ou silicone, tous les traitements de protection : polyesters, émail.



ANDRÉ SERF et Cie
Spécialistes depuis 1923
127, Fg du Temple, PARIS - NOR. 10-17

PUB. 8477

LE MATERIEL DE QUALITE
CABLES
PERENA

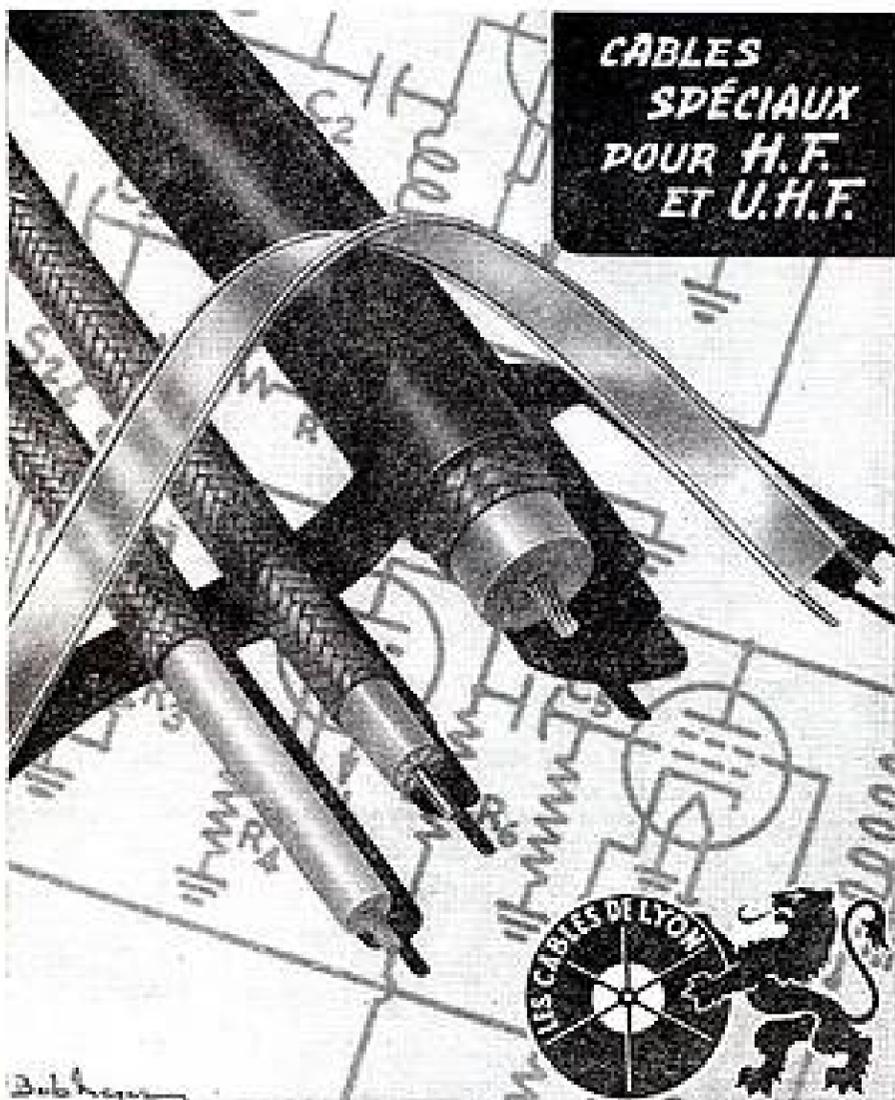
CABLES H.F.-H.T.
COAXIAUX
MICRO-CABLAGE
GAINÉ
Tous fils spéciaux
sur devis



GAMME
COMPLÈTE DE
FICHES COAXIALES
DE QUALITÉ!

PERENA 48 Bd VOLTAIRE 48
PARIS 11^e - Tel VOL 48-90+

CABLES
SPÉCIAUX
POUR H.F.
ET U.H.F.



LES CABLES DE LYON

MANUFACTURE DE FILS ET CABLES ÉLECTRIQUES
DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ
170, AVENUE JEAN JAURÈS - LYON
USINES A : LYON — BEZONS — CALAIS



Le Tirage et la Diffusion
de
L'ONDE ÉLECTRIQUE

sont contrôlés par

L'OFFICE DE JUSTIFICATION
DE LA
DIFFUSION DES SUPPORTS DE PUBLICITÉ

UN FRÉQUENCÉMÈTRE DE PRÉCISION RÉALISÉ AU CENTRE DE MESURES DE NOISEAU

PAR

J. BOULIN

Ingénieur des Télécommunications

à la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T.

I. Le centre de mesures de Noiseau.

Les lecteurs de cette revue ont pu y voir la description d'un ensemble fréquencémètre réalisé dans les laboratoires de Radioélectricité des P.T.T. Néerlandais sous la direction de M. L.R.M. Vos DE WAEL (1).

Il a paru intéressant de leur permettre une comparaison avec un matériel d'utilisation analogue, et de réalisation également « artisanale » mais de conception légèrement différente, construit au Centre de Mesures de Noiseau. Mais, avant d'entreprendre la description de ce matériel, il n'est pas inutile de dire quelques mots des buts du Centre de Mesures et des moyens d'action qu'il possède par ailleurs.

Le Centre de Mesures de Noiseau est l'organisme de contrôle des fréquences et de l'exploitation des fréquences de la Direction des Services Radioélectriques des P.T.T. A ce titre il est tout d'abord chargé de mesurer et de maintenir les fréquences des émetteurs du service et de faire toutes les études sur l'utilisation des fréquences et les recherches préalables à la notification et la mise en service des nouvelles fréquences (recherches d'ailleurs souvent sans solutions satisfaisantes dans l'état actuel d'encombrement du spectre). Son plus gros travail est malheureusement de s'occuper, des points de vue technique et administratif, des brouillages intéressant les liaisons de la Direction des Services Radioélectriques. Il possède actuellement un personnel et un équipement qui lui permettent souvent de rendre service à d'autres administrations.

Peu connu du grand public parce que ne se livrant à aucune activité spectaculaire, il n'en est pas moins

apprécié de tous les services responsables de liaisons radioélectriques à grande distance, qui bien souvent demandent son concours ou même son arbitrage dans des cas litigieux. Il est, d'autre part, en rapport constant, pour les questions de brouillages surtout, avec des organismes étrangers similaires et des administrations ou compagnies exploitantes. Il importe donc que les résultats qu'il obtient ne puissent être contestés. Ils l'ont d'ailleurs rarement été à ma connaissance, parce que :

1° Le personnel du centre est spécialement entraîné, d'un niveau professionnel élevé et d'une grande conscience ;

2° Le matériel est étudié pour ne laisser place à aucune possibilité d'erreur ou de fausse manœuvre ;

3° Il n'est fait état que de résultats certains. S'il y a un doute, il est toujours signalé.

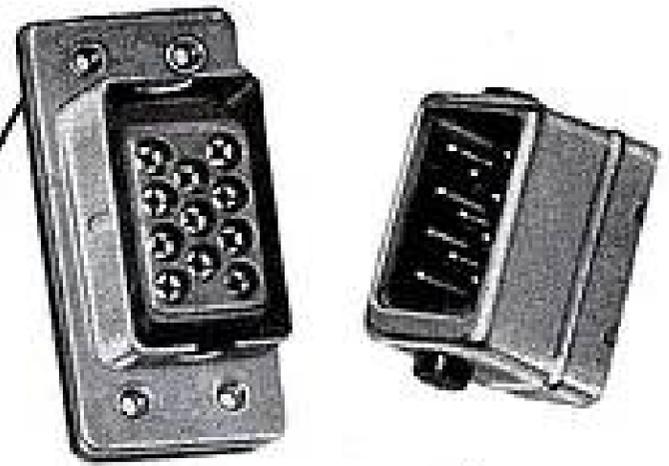
De ce qui précède on a pu facilement déduire que les mesures effectuées au Centre de Mesures sont surtout des mesures de fréquences, et de champs. Il serait utile dans certains cas de faire également des mesures goniométriques, mais l'emplacement actuel du centre s'y oppose. Il est en effet situé sur le terrain du Centre Récepteur de Noiseau, et si, de ce fait il bénéficie d'une partie des installations techniques de ce dernier, il est en revanche entouré d'un réseau d'antennes extrêmement défavorable à toute mesure précise d'angle d'arrivée.

La gamme de fréquence couverte par le matériel du Centre de Mesures est commandée par les activités de la Direction des Services Radioélectriques :

1° Réseau fixe à grande distance avec les pays étrangers et les départements et les territoires d'Outre Mer dont les stations d'émission dépendant du service sont situées à PONTOISE, SAINTE-ASSISE, LYON,

(1) *O.E.*, août-septembre 1952.

prises de courant pour appareillage électronique



TYPE 140-37 ÉTANCHE POUR CIRCUITS EXTÉRIEURS

Verrouillage et déverrouillage
automatiques - 3 dimensions de
boîtier: 4 - 8 - 11 broches
Partie fixe et partie mobile sont
indifféremment mâle ou femelle.



TYPE 140-35

4 dimensions de boîtier
6 dispositions de broches
2 à 19 broches

Licence Plessey et Cannon



TYPE SUB-MINIATURE CANNON

Pour circuits intérieurs - 4 dimen-
sions de boîtiers - 15 à 50 broches



TYPE MINIATURE PLESSEY ÉTANCHE

Pour circuits extérieurs
10 dimensions de boîtier
Supporte haute tension: 2 KV
2 à 25 broches

LES PRISES DE HAUTE QUALITE

SOURIAU & **C^{IE}**

9 - 13 RUE GALLIÉNI BILLANCOURT (SEINE) - MOL. 67.20

LE VERNET (Toulouse), DAKAR, BAMAKO, BRAZAVILLE, TANANARIVE, DJIBOUTI, SAINT-DENIS DE LA RÉUNION, NOUMEA PAPEETE, FORT-DE-FRANCE, DESTRELLAN et CAYENNE : les fréquences utilisées sont principalement dans la gamme décamétrique de 4 à 23 Mc/s, et pour certaines liaisons avec l'Europe dans la gamme des ondes longues de 14 à 130 kc/s;

2° Service Radiomaritime en France Métropolitaine : les stations côtières à courte distance utilisent les gammes de 400 à 500 kc/s et de 1 650 kc/s à 4 Mc/s. L'ensemble SAINT-LYS-LE VERNET (Toulouse) est chargé du trafic sur onde décamétrique dont les bandes de fréquences sont voisines de 4, 8, 12, 16 et 22 Mc/s ;

3° Service ondes très courtes : Les émetteurs du réseau des voitures postales et des voitures particulières de Paris sont situées dans la bande de 156 à 174 Mc/s que le C.M. peut contrôler.

D'une manière générale, l'équipement de mesures du C.M. couvre sans trou, la bande complète de 14 kc/s à 60 Mc/s et la bande de 127 à 210 Mc/s.

Cependant l'immense majorité de l'activité du C.M. est consacrée à la gamme des ondes décamétriques, de 4 à 23 Mc/s. Il ne possède pas moins de 5 fréquencemètres susceptibles de faire des mesures dans cette gamme. Leur précision est de $10^{-7} \pm 1$ c/s pour 3 d'entre eux, $10^{-7} \pm 5$ c/s pour les deux autres. Le nombre des mesures « enregistrées » mensuellement a crû depuis 1945 de 4 000 à 8 000. Le nombre réel des mesures est certainement très supérieur. Cependant, il n'y a en général que deux opérateurs de service en même temps, quelquefois un seul. Souvent, et c'est certainement l'opération la plus longue et la plus délicate de toutes celles auxquelles se livre le C.M., il faut procéder à l'identification d'émissions brouilleuses sans pour cela négliger le programme des mesures de maintenance des émetteurs du service. Le matériel doit donc être d'une manœuvre aisée, rapide, souple et néanmoins de performances suffisantes en tant que récepteur. Il faut noter cependant qu'il n'opère que rarement sur des stations mobiles ou n'émettant que par périodes très courtes (le contrôle des amateurs est confié au Centre de Contrôle des Emetteurs Privés à Villejuif). En conséquence la mesure est faite sur l'émission elle-même et non sur un oscillateur calé auparavant par comparaison avec l'émission à mesurer (voir article de M. Vos de Wael).

II. Principe des fréquencemètres du C.M.

Les plus utilisées des positions de mesures de fréquences en ondes décamétriques, bien qu'elles soient composées d'appareils différents, donnent toutes la mesure par l'opération suivante :

$$1) \quad y - n \times 10^4 = \alpha z$$

y fréquence à mesurer ; $z \leq 16.10^3$ c/s ; $\alpha = \pm 1$

Il faut déterminer n et z pour connaître y .

Les différents équipements comportent donc :

1° Les circuits permettant d'obtenir $y - n.10^4$ (soit une suite de changements de fréquence équivalents à un seul changement de fréquence avec $n.10^4$ c/s, n étant connu) ;

2° Un équipement fournissant une fréquence z variable de façon continue et connue (soit par étalonnage du générateur, soit par mesure par compteur électronique) ;

3° Un appareil de comparaison qui est toujours un oscilloscope sur lequel on forme en général une ellipse (procédé donnant de bons résultats même en $F1$).

Sur toutes les positions les harmoniques de 10 kc/s sont pilotées par l'un ou l'autre de deux étalons primaires à 100 kc/s dont la stabilité est de l'ordre de quelques 10^{-8} sur une semaine et dont la fréquence est vérifiée régulièrement à partir des émissions de fréquence étalonnées de WWV et de DORRWITH. Au cas où les deux étalons seraient simultanément en panne, un étalon secondaire, mais dont la stabilité est cependant de l'ordre de 10^{-7} permet de piloter toutes les positions. L'étalon utilisé fournit également les bases de temps des compteurs électroniques.

La position de mesures dite « 2737 OC » qui a été constamment utilisée depuis 1948 comporte un fréquencemètre appliquant le principe stabilidyne (fig. 1).

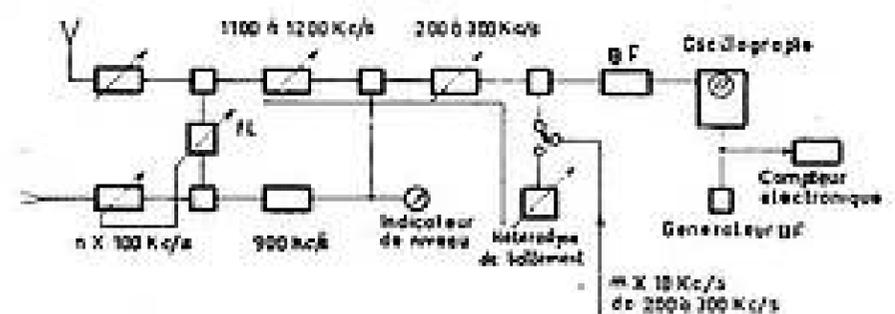


FIG. 1

L'hétérodyne locale f_l est ajustée de façon qu'un harmonique de 100 kc/s passe dans l'amplificateur accordé à 900 kc/s et que le signal à mesurer tombe dans la bande 1 100 à 1 200 kc/s.

Après un deuxième changement de fréquence du signal par cet harmonique, la fréquence est donc :

$$2) \quad (y - f_l) - (n \times 100.10^3 - f_l) = y - n \times 100.10^3$$

Le battement avec un harmonique de 10 kc/s, compris entre 200 et 300 kc/s, est facile à connaître,

permet d'obtenir une fréquence basse mesurée par comparaison avec celle fournie par le générateur BF en formant une ellipse.

La mesure est faite très rapidement par un opérateur moyennement entraîné (20 secondes au plus) et l'appareil est très robuste (il a déjà effectué près de 1 million de mesures depuis sa mise en service).

Un inconvénient certain de l'appareil est le grand nombre de gamme utilisé pour couvrir la bande des ondes décadiques. Il en résulte de constantes manipulations du commutateur, et, malgré la robustesse de la construction des incidents relativement fréquents.

Une deuxième position, de principe analogue, mais de construction différente utilise comme principal composant un récepteur stabilidyne. Elle donne la même précision de mesure, mais ne pourrait subir un régime de travail aussi rude. Elle sert surtout pour les explorations de gamme et les identifications où les manœuvres sont moins fréquentes.

La troisième position de mesures ou « fréquence-mètre CM II » qui est le principal objet de cet article, a été construite entièrement par les moyens du bord. Aucun constructeur n'acceptant plus d'étudier et de réaliser en un exemplaire et à un prix raisonnable un fréquencemètre présentant les garanties suffisantes de robustesse, il fut décidé d'entreprendre de toutes pièces la construction d'un appareil répondant aux besoins particuliers du C.M.

Les possibilités relativement réduites de l'atelier de mécanique d'une part, la robustesse exigée d'autre part ont conduit à choisir un schéma pouvant être réalisé avec un minimum de pièces spéciales, éliminant autant que possible tous les éléments fragiles, et tel que l'instabilité ou l'imperfection des composantes ne puisse être l'origine d'erreurs.

III. Le fréquencemètre C.M. II.

Le principe général, analogue au principe du stabilidyne généralisé et décimalisé, consiste à opérer sur le signal d'une part, sur un mélange de tous les harmoniques de 10 kc/s d'autre part, une suite de changements de fréquences et de sélections telle que l'on obtienne à la sortie de la dernière sélection d'un côté le signal transposé, amplifié et filtré, et de l'autre côté, transposé d'une quantité égale, amplifié et séparé des autres harmoniques, l'harmonique de 10 kc/s différent de la fréquence à mesurer d'une quantité comprise entre 5 et 15 kc/s.

Le signal subit alors un dernier changement de fréquence, par le signal de sortie de la voie « harmoniques » cette fois, et la basse fréquence obtenue est mesurée comme sur les autres positions par l'intermédiaire d'un générateur B.F. d'un compteur à décades et d'un oscilloscope (fig. 2).

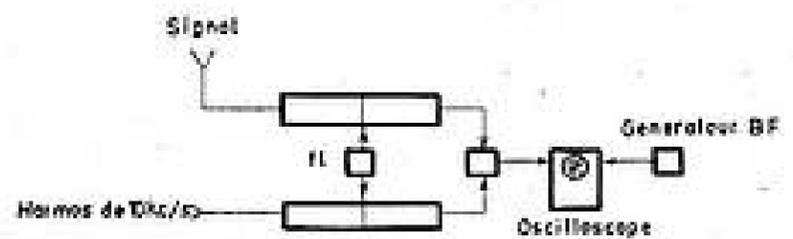


FIG. 2.

On constatera facilement que, comme dans le stabilidyne, il est nécessaire que l'harmonique et le signal passent l'un dans un filtre à accord fixe, l'autre dans un filtre à accord variable dans une gamme d'étendue égale à la fondamentale des harmoniques utilisés et qu'il est pratiquement obligatoire, pour des raisons de précision de repérage du rang de l'harmonique, que ce soit le signal qui passe dans le filtre à accord variable. Pour avoir une sélectivité convenable il est donc indiqué de choisir des harmoniques d'une fréquence relativement basse, 10 kc/s dans le cas qui nous occupe.

On se trouve alors devant une autre difficulté : connaître le rang de l'harmonique utilisé. Dans le cas d'harmoniques de 10 kc/s, il faut connaître la fréquence de transposition équivalente à l'ensemble des changements de fréquence avec une précision de l'ordre de 1 kc/s. Les différents oscillateurs ont donc été pilotés par quartz. Les combinaisons diverses des trois oscillateurs permettent de séparer n'importe quel harmonique de 10 kc/s entre le 299^e et le 2 699^e.

Pour permettre une lecture facile, on a « décimalisé » la transposition.

D'autre part, pour éviter des réponses parasites, les oscillateurs sont utilisés sur leurs fréquences fondamentales.

La gamme à couvrir étant celle des ondes décadiques, soit une vingtaine de mégacycles/seconde, on a économisé une douzaine de quartz de premier changement de fréquence en les utilisant chacun par battement inférieur et supérieur.

On arrive donc au schéma de la figure 3 où certaines valeurs numériques sont déterminées de façon précise pour des raisons que nous allons exposer.

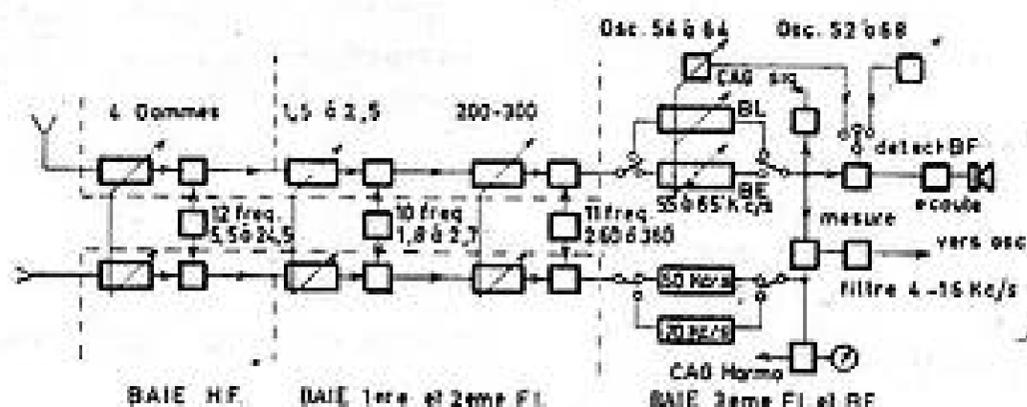


FIG. 3.

a) 1^{re} fréquence intermédiaire et 1^{er} oscillateur : La 1^{re} F.I. doit évidemment être variable dans une gamme de 1 mégacycle/seconde. Si un quartz de fréquence déterminée en 1^{er} changement de fréquence doit permettre de recevoir deux bandes larges de 1 Mc/s limitées par des fréquences multiples de 1 Mc/s il faut que sa fréquence soit un harmonique pair ou impair de 0,5 Mc/s.

Si elle est un harmonique pair, la gamme couverte par la première fréquence intermédiaire sera centrée sur un harmonique impair de 0,5 Mc/s. Sinon elle sera centrée sur un harmonique pair. Dans ce qui suit nous supposons qu'elle couvre la bande de $(K - 0,5)$ Mc/s à $(K + 0,5)$ Mc/s.

Si la gamme des fréquences à mesurer commence à 3 Mc/s par exemple, le quartz de l'oscillateur H.F. correspondant à la bande 3 à 4 Mc/s sera donc à la fréquence $(3 + K + 0,5)$ Mc/s. Celui servant à la bande 4 à 5 Mc/s sera à la fréquence $(4 + K + 0,5)$ Mc/s et ainsi de suite jusqu'à la bande $(3 + 2K)$ à $(3 + 2K + 1)$ Mc/s qui pourra être reçue à l'aide du quartz $(3 + K + 0,5)$ Mc/s en inversant le sens du battement. Il en sera de même pour les $(2K - 1)$ mégacycles-secondes suivants. On voit donc que les quartz nécessaires forment des groupes de $2K$ les fréquences des quartz de chaque groupe étant échelonnées de 1 Mc/s et la plus petite différence entre les fréquences de quartz de deux groupes consécutifs étant de $(2K + 1)$ Mc/s.

A l'aide de p quartz on peut recevoir une gamme de $2p$ Mc/s, mais elle ne peut être continue que si $p = 2Kq$.

Pour éviter les réponses parasites, il faut que la gamme à recevoir et la gamme de l'amplificateur de première fréquence intermédiaire ne se chevauchent pas. Pour faciliter la réalisation de l'amplificateur de 1^{re} F.I., on a avantage à ce que $K \geq 2$.

Ceci étant admis il y a les possibilités suivantes :

$K = 2$: la gamme couverte pourra commencer à 3 Mc/s

pour $q = 2$, l'étendue de la gamme pourra être de 16 Mc/s soit par exemple 4 à 20 Mc/s, et pour $q = 3$ de 24 Mc/s, soit 3 à 27 Mc/s ou 4 à 28 Mc/s.

$K = 2,5$: la gamme couverte ne pourra commencer qu'à 4 Mc/s

pour $q = 2$ l'étendue sera de 20 Mc/s et pour $q = 3$ de 30 Mc/s

$K = 3$: la gamme couverte pourra commencer à 4 Mc/s

pour $q = 2$ l'étendue de la gamme sera de 24 Mc/s et pour $q = 3$ de 36 Mc/s.

Les solutions $K = 2, q = 3$ et $K = 3, q = 2$ donnent toutes deux une gamme couverte de 24 Mc/s avec l'utilisation optimale des quartz. Il est possible d'obtenir cette même étendue avec $K = 2,5$ mais certains

quartz ne serviront que pour une seule bande de 1 Mc/s. Il en faudra 14 au lieu de 12.

En définitive on a choisi $K = 2, q = 3$, et une gamme couverte de 3 à 27 Mc/s ; l'amplificateur de 1^{re} fréquence intermédiaire couvre donc la gamme de 1,5 à 2,5 Mc/s et l'oscillateur de 1^{er} changement de fréquence donne les fréquences 5,5 - 6,5 - 7,5 - 8,5 - 13,5 - 14,5 - 15,5 - 16,5 - 21,5 - 22,5 - 23,5 - 24,5 Mc/s (voir figure 4).

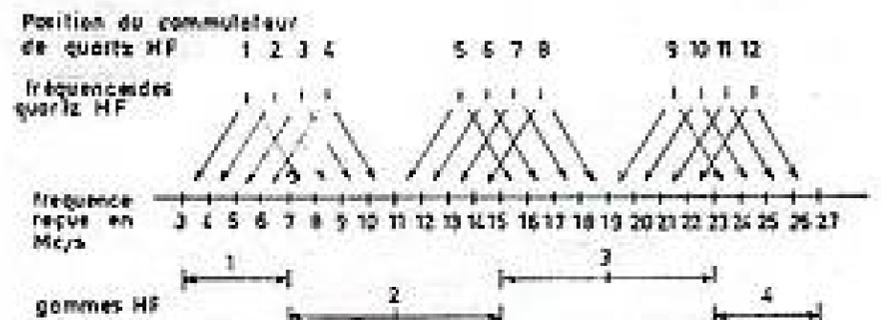


FIG. 4

b) Sous-gammes de l'amplificateur H.F. : Pour faciliter les commutations dont il sera question plus tard, en particulier l'affichage de la fréquence, l'amplificateur H.F. comporte les 4 sous-gammes 3 - 7 Mc/s, 7 - 15 Mc/s, 15 - 23 Mc/s et 23 - 27 Mc/s.

c) 2^e fréquence intermédiaire et 2^e oscillateur. — L'étendue de la bande couverte par l'amplificateur de 1^{re} F.I. étant de 1 Mc/s il est également possible d'utiliser les quartz du deuxième oscillateur par battements supérieur et inférieur à condition de prendre comme gamme de la 2^e F.I. 200 à 300 kc/s.

Il suffit alors de 5 quartz. Cette disposition était prévue à l'origine, mais elle complique assez sérieusement les commutations. La réalisation définitive comporte 10 quartz de 1,8 à 2,7 Mc/s.

d) 3^e fréquence intermédiaire et 3^e oscillateur. — On a vu qu'elle devait être à accord fixe sur la voie «harmos» et à accord variable dans une bande de 10 kc/s pour la voie signal.

La gamme d'accord choisie pour la voie signal est 55 - 65 kc/s. Deux sélectivités sont accessibles par commutation de filtres : 4 kc/s pour écouter des émissions A3 et 300 c/s pour les émissions A1 et la mesure.

Il est important pour éviter des erreurs que la basse fréquence mesurée soit toujours affectée du signe + dans la formule donnant la fréquence (c'est d'ailleurs une condition à peu près indispensable pour obtenir l'affichage des fréquences dans ce type d'appareil). Ceci veut dire que la formule doit se ramener toujours à la forme

$$3) \quad y - n \times 10.10^6 = B.F.$$

ou encore que, dans la formule 1) α doit toujours être égal à + 1.

Pour obtenir ce résultat, il est nécessaire que l'harmonique séparé par la voie «harmos» soit de fréquence inférieure à celle du signal. Mais comme un des changements de fréquence peut s'opérer par battement soit supérieur, soit inférieur, cela correspond

après les divers changements de fréquence à une fréquence soit supérieure soit inférieure. Il faut donc disposer de deux filtres accordés l'un au-dessus de 65 kc/s l'autre en dessous de 55 kc/s. On verra facilement que leurs fréquences d'accord doivent différer de $m \times 10$ kc/s et que, si l'on désire ne pas étendre la gamme du filtre variable, les fréquences B.F. à mesurer sont comprises entre $(m - 1) \times 5$ kc/s et $(m + 1) \times 5$ kc/s. La solution $m = 1$ oblige à mesurer des fréquences très basses et permet des erreurs dues à des inversions de sens de battement. On a choisi $m = 2$ ce qui donne pour les filtres de la voie harmos les fréquences de 50 et 70 kc/s.

On pourra constater qu'il est alors nécessaire que l'oscillateur de 3^e changement de fréquence donne dans un des cas les fréquences de 270, 280... 360 kc/s et dans l'autre cas les fréquences 350, 340... 260 kc/s, dans les deux cas d'ailleurs le onzième quartz à 260 ou 360 kc/s est utile car il donne un chevauchement qui permet de ne pas changer de quartz de 1^{er} ou 2^e changement de fréquence pour mesurer les fréquences comprises entre $n \times 100$ kc/s et $(n \times 100 + 5)$ kc/s. La position correspondante porte l'indication « - 10 ».

e) *Etalonnage et graduations* : Les fréquences d'accord des différents amplificateurs sont faciles à déterminer. Les amplificateurs de la voie signal sont accordés sur le signal à recevoir et les différentes fréquences transposées. Les amplificateurs de la voie « harmos » doivent être accordés sur l'harmonique inférieur au signal de 5 kc/s au moins et de 15 au plus, c'est-à-dire sur une fréquence différant au maximum de 15 kc/s, en moins pour l'amplificateur H.F., en plus ou moins pour les amplificateurs de 1^{er} ou 2^e F.I. Les amplificateurs de la voie harmonique étant en commande unique avec ceux de la voie signal, et l'accord des circuits étant fait sur le signal, les amplificateurs de la voie « harmos » sont légèrement désaccordés. Pour l'amplificateur H.F. le désaccord est négligeable, pour l'amplificateur de 1^{er} F.I., la bande passante est convenablement élargie, mais pour l'amplificateur de 2^e F.I., il a été nécessaire de prévoir un léger décalage de l'accord. Ce décalage peut être soit vers les fréquences élevées soit vers les fréquences basses si une self supplémentaire est mise en circuit sous l'action d'un relais. Ce relais est d'ailleurs commandé en même temps que celui qui inverse les filtres à 50 et 70 kc/s.

Les graduations du cadran de l'amplificateur H.F. sont au nombre de 4 et portent les fréquences d'accord des deux amplificateurs signal et harmo pour les 4 gammes. Pour les amplificateurs à 1^{er} et 2^e F.I. et celui à 3^e F.I. pour la voie signal, deux graduations inverses sont nécessaires suivant le sens du battement du 1^{er} changement de fréquence. Seule la graduation utile est éclairée, la commande se faisant en même temps que la permutation du filtre « harmo ».

Les positions des commutateurs d'oscillateurs portent l'indication du rang du mégacycle/seconde de la centaine ou de la dizaine de kilocycles/seconde « signal » correspondant.

Pour l'oscillateur H.F., chaque quartz correspond à 2 indications possibles, mais toujours dans des

gammes H.F. différentes. Le commutateur de gamme H.F. est donc utilisé pour allumer un voyant derrière l'indication utile. La conjugaison du commutateur de gamme H.F. et du commutateur de l'oscillateur H.F. permet également de déterminer le sens de battement utilisé et de commander les différentes permutations de filtres ou d'éclairage de graduations qui en découlent.

Pour les oscillateurs de 2^e et 3^e changement de fréquence l'indication dépend du sens du battement. Ici encore on commande l'éclairage d'un voyant derrière l'indication utile.

f) *Commutation. — Affichage de la fréquence.* — Il est possible de lire la fréquence directement sur les voyants des commutateurs d'oscillateurs. Supposons que les chiffres ainsi lus soient a , b , et c , la fréquence B.F. mesurée z , la fréquence mesurée est :

$$y = (a \times 10^6 + b \times 10^5 + c \times 10^4 + z) \text{ c/s.}$$

a est un nombre variable entre 3 et 26.

b un nombre variable entre 0 et 9 ;

c un nombre variable entre - 1 et 9 ;

z un nombre variable entre 5 000 et 15 000.

Afin de faciliter la lecture et d'éviter les erreurs, les indications sont reportées sur un tableau d'affichage tel que soit directement lisible la fréquence en c/s.

Une première difficulté provient du nombre a , qui peut avoir 2 chiffres. Ici encore la conjugaison des deux commutateurs de gamme H.F. et d'oscillateur H.F. permet d'allumer le cas échéant les chiffres 1 ou 2 dans la colonne des dizaines de Mc/s et le chiffre convenable dans la colonne des Mc/s. Dans une fausse position (par exemple quartz 16,5 Mc/s et gamme H.F. n^o 1) tout est éteint.

Pour les centaines de kc/s, il faut que l'inversion du sens de battement corresponde à une inversion de l'indication. Il y a donc deux galettes du commutateur utilisées alternativement.

Pour les dizaines de kc/s, il y a la même difficulté aggravée par la présence de la 11^e position « - 10 ». Elle affiche le chiffre 0, (comme la position « 0 ») mais allume également par l'intermédiaire d'un relais, un voyant portant l'indication « — 10 kc/s ».

La basse fréquence z est également affichée avec la même présentation de la façon suivante : la fréquence de l'oscillateur B.F. local, après avoir été rendue égale à celle du signal transposé en formant sur l'oscilloscope une ellipse de Lissajoux, est mesurée par un compteur électronique à décades dont les voyants sont situés sur le panneau d'affichage à droite des indications données par les commutateurs d'oscillateurs.

L'indication comprend 4 chiffres, avec éventuellement le chiffre 1 à gauche pour les fréquences comprises entre 10 et 15 kc/s. La présence du chiffre 1 rejaillit sur les indications que devraient porter la colonne des dizaines de kc/s et éventuellement celles des centaines de kc/s, des Mc/s et des dizaines de Mc/s. Ces retenues en cascade auraient pu être reportées sur les 4 indicateurs mais au prix d'une grande complication.

On s'est contenté, quand il y avait lieu, d'allumer un voyant « + 10 kc/s ». Ce voyant est conjugué

avec le voyant « - 10 kc/s », de telle sorte qu'au lieu d'être allumés simultanément ils s'éteignent mutuellement. Il n'y a donc que 3 possibilités correspondant aux trois cas « - 10 kc/s » allumé, « + 10 kc/s » allumé ou tout éteint.

g) *Accessoires* : L'ensemble fréquencemètre étant également un récepteur doit posséder les commodités usuelles. Il y a pour permettre le contrôle auditif du signal reçu, un détecteur à diode suivi d'un amplificateur B.F., et, pour l'écoute des télégraphies un oscillateur de battement. Cet oscillateur est à fréquence variable et en commande unique avec l'accord du filtre 55 à 65 kc/s, il donne une fréquence de battement de l'ordre de 1 000 c/s pour un signal passant dans la bande étroite.

Pour des manœuvres spéciales telles que restitution de modulation téléphonique en secret international, ou pour être utilisé comme oscillateur de substitution, on peut également connecter un oscillateur à commande indépendante couvrant la gamme de 52 à 68 kc/s. Cet oscillateur est suffisamment couplé à la voie « harmo » pour donner dans la voie mesure une tension de fréquence mesurable.

Il y a une commande manuelle ou automatique de gain de la voie signal, et pour la voie « harmos » une commande automatique telle que la tension de sortie de l'harmonique choisie reste constante pour assurer un bon fonctionnement du dernier mélangeur. Leur efficacité est contrôlée par des indicateurs de courant détecté.

IV. Réalisation.

a) *Réalisation électrique.* — Les écarts entre fréquence utile et fréquence image des diverses conversions étant relativement grands, des sélectivités suffisantes sont obtenues pour les trois amplificateurs H.F. 1^{re} et 2^e F.I. avec trois circuits accordés. Étant donné le grand nombre d'étages, on a limité l'amplification et on s'est surtout attaché à attaquer les changeuses de fréquence avec des niveaux faibles aussi bien par le signal que par la tension d'oscillateur local sans néanmoins détériorer le rapport signal / bruit. On a également essayé, avec succès, d'obtenir des gains à peu près constants dans toute la gamme de chaque amplificateur. La variation de gain totale possible est en effet la somme des variations de chaque amplificateur.

Cette variation totale est de l'ordre de 10 dB. La régularité a été obtenue en utilisant des circuits dont le facteur de surtension propre est très élevé, et en les amortissant dans la mesure où la sélectivité le permet par des résistances en parallèle. Le même procédé a donné une impédance d'entrée variant peu autour de 75 ohms.

Les oscillateurs sont classiques, mais des lampes de couplage séparées pour les deux voies évitent le passage du signal dans la voie « harmos » et réciproquement.

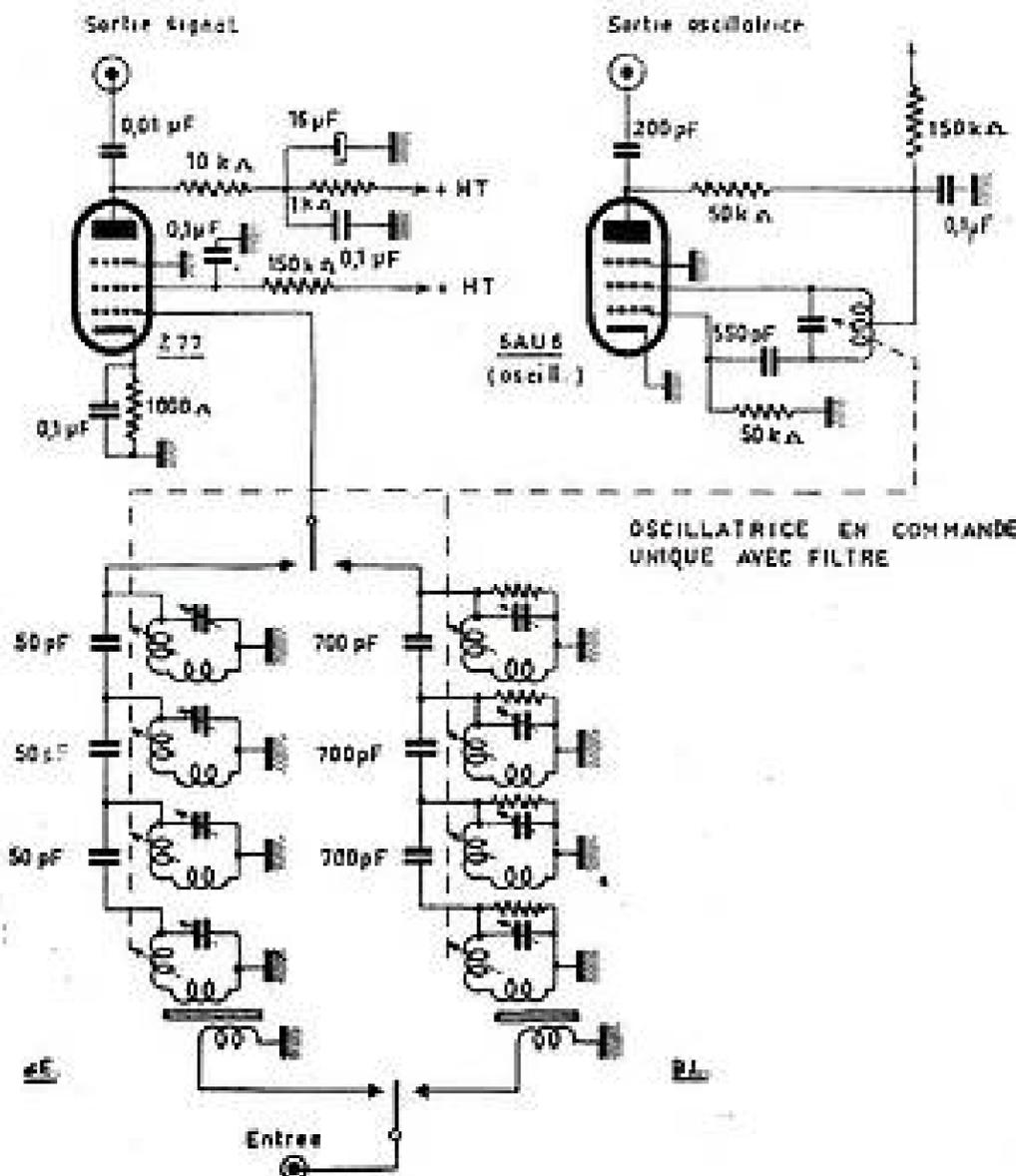


FIG. 5 — Amplificateur à 5^e FI (Voie Signal) et oscillance de battement.

Dans les amplificateurs à 3^e F.I. la sélectivité est introduite par un filtre à 4 circuits accordés couplés et amortis convenablement. Les circuits sont constitués de selfs bobinés sur noyaux de Ferroxcube. Les couplages par capacité en tête, conjugués avec un amortissement convenable des circuits permettent un ajustement de la bande passante à la valeur désirée. Il n'y a aucune difficulté pour les

b) *Exécution mécanique.* — On a essayé de réaliser un ensemble facilement accessible et suffisamment souple pour être éventuellement remanié sans difficulté. Par exemple, les amplificateurs H.F. signal, H.F. harmo et l'oscillateur de 1^{er} changement de fréquence sont placés dans trois caissons séparés, superposés dans la même baie. Les axes de condensateurs variables et des commutateurs de

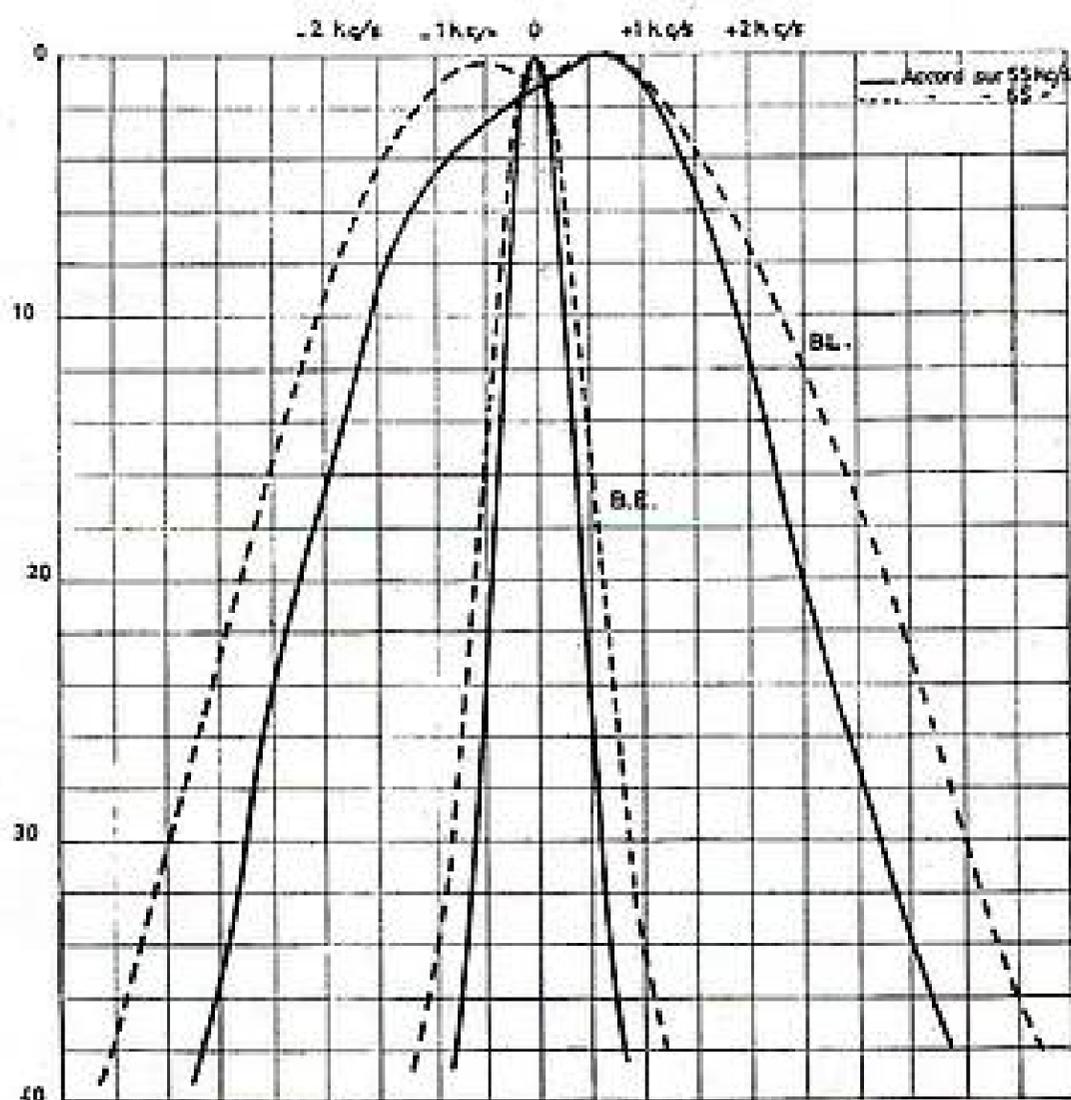


FIG. 6. — Sélectivité signal (3^e FI)

filtres à accord fixe, mais les filtres à accord variable ont également pu être réalisés de cette façon. Il a suffi de placer en série avec la self principale une petite self constituée d'un solénoïde dans lequel pénètre plus ou moins un bâtonnet de Ferroxcube. Étant donnée l'étendue relativement faible de la bande couverte ($\pm 8,5\%$), il a suffi de quelques précautions mécaniques pour que la sélectivité soit conservée d'une extrémité à l'autre de la gamme, les couplages étant ajustés pour la fréquence centrale. On a prévu un filtre à bande large suffisant pour l'identification des A3 et permettant la séparation des voies de B.L.I. et un filtre étroit pour les télégraphies et la mesure.

L'oscillateur de battement en commande unique comporte également un circuit à accord variable analogue à ceux des filtres variables.

Un bouton de réglage unique entraîne simultanément les noyaux plongeurs des deux filtres et de l'oscillateur.

Pour éviter à l'opérateur la tentation de mesurer des fréquences B.F. trop basses, un filtre 4 - 16 kc/s a été placé dans la voie mesurée.

A titre d'exemple nous donnons le schéma des filtres 55 - 65 kc/s de la voie signal et de l'oscillateur 54 - 64 kc/s (figure 5).

gamme des amplificateurs sont dans le prolongement les uns des autres, si bien qu'on a facilement placé dans le caisson oscillateur situé au centre les organes mécaniques de commande de l'ensemble.

La commande des condensateurs variables, se fait sans démultiplication, par l'intermédiaire de la flasque moletée d'un tambour qui porte également les graduations. Un cache mobile est commandé par le commutateur de gammes.

Si l'on désire ultérieurement réaliser l'accord automatique en fonction de la position des commutateurs d'oscillateurs il suffira de changer le caisson « oscillateur H.F. ».

Il en est de même pour les amplificateurs à 1^{re} et 2^e F.I. sauf que l'ensemble amplificateur 1^{re} F.I. et 2^e F.I. est placé dans le même caisson pour chacune des voies, et que par conséquent le caisson oscillateur comprend les deux oscillateurs de 2^e et 3^e changement de fréquence et deux tambours portant les graduations des 1^{re} et 2^e F.I.

La 3^e baie comprend tout l'équipement de 3^e F.I. l'ensemble de contrôle et les oscillateurs de battement, les commandes manuelles et automatiques de gain H.F. et B.F. ainsi que le panneau d'affichage et le compteur électronique.

Les filtres 55 - 65 kc/s sont placés sur la même platine et le bouton de manœuvre entraîne simultanément à l'aide d'une crémaillère les noyaux plongeurs des deux filtres et de l'oscillateur 51 - 64 kc/s. Les filtres se « suivent » assez bien pour qu'une seule graduation soit suffisante.

c) *Compteur électronique.* — Il est constitué d'une suite de décades attaquées par l'intermédiaire d'un caisson de commande. Celui-ci comprend principalement un dispositif d'équarissage et de dérivation du signal sinusoïdal de l'oscillateur B.F., une « porte » laissant passer les impulsions vers les décades, une commande d'ouverture et de fermeture de la porte, et un système de remise à zéro.

A partir d'impulsions dont la fréquence de récurrence est exactement 1 seconde, et qui sont distri-

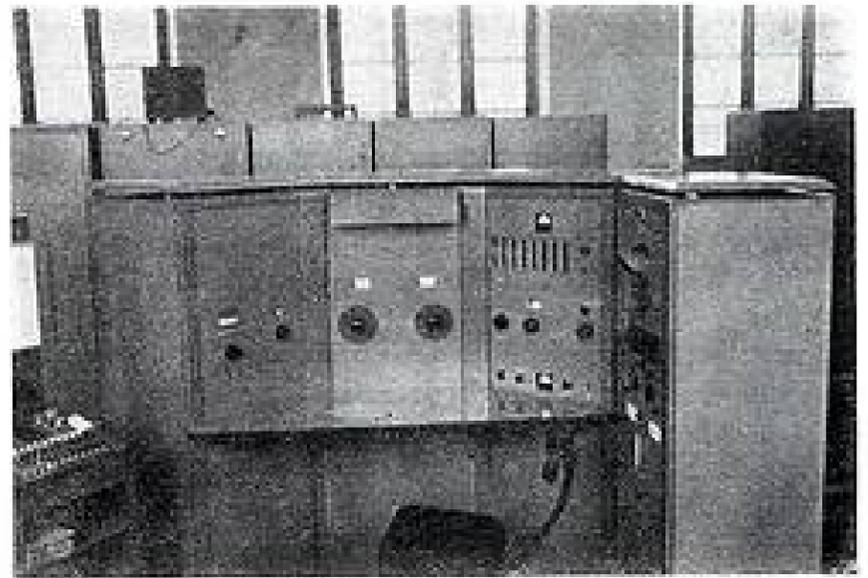


FIG. 7. — Vue d'ensemble

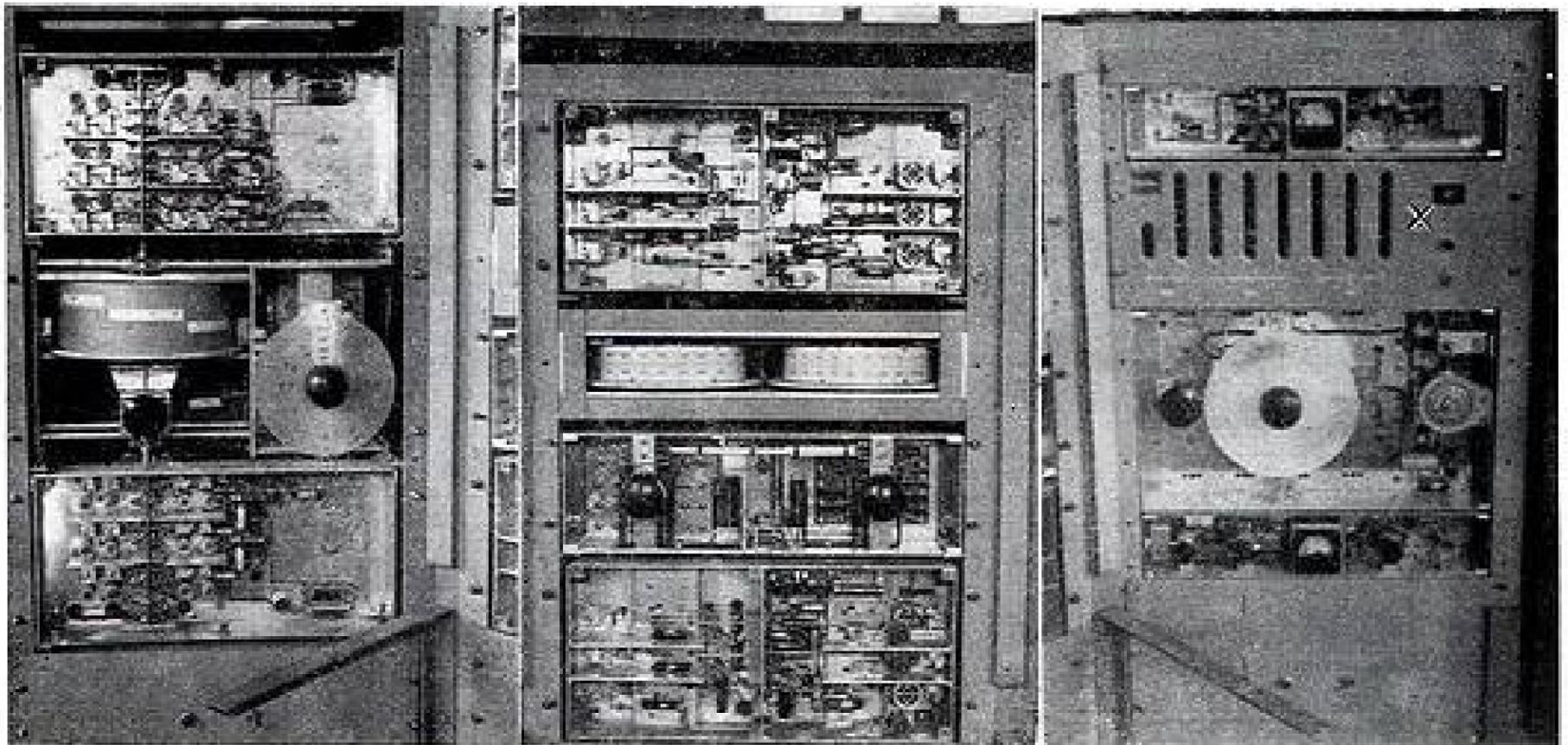


FIG. 8. — Vue des trois baies, les panneaux avants retirés. On notera le câblage vertical à une seule couche. A droite en X, on peut voir le panneau d'affichage avec les indicateurs lumineux. Les quatre colonnes de droite correspondent au compteur électronique à décade.

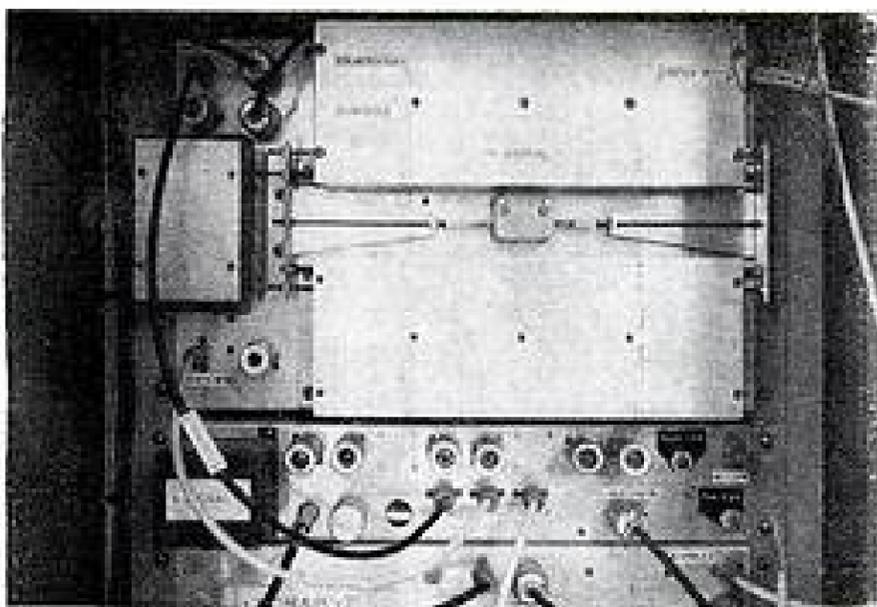


FIG. 9. — Vue arrière de l'ensemble des filtres à accord variable 55-65 kc/s de la voie signal et de l'oscillateur de battement à commande unique.

buées dans tout le C.M., on commande l'ouverture de la porte une seconde sur deux. Il y a donc comptage pendant une seconde et affichage pendant une seconde. 70 microsecondes environ avant l'ouverture de la porte, une impulsion commande la mise à zéro de toutes les décades.

d) *Présentation.* — On voit sur la photographie la présentation de l'ensemble. La disposition et la forme du pupitre ont été choisies pour faciliter la manœuvre et éviter la fatigue de l'opérateur. A gauche de l'ensemble un petit meuble porte les clés et appareils téléphoniques à la disposition de l'opérateur. A droite une baie supplémentaire comprend l'oscillographe et le générateur B.F. (bien qu'il ait été prévu de pouvoir les inclure dans le fréquencemètre) ainsi que diverses clés de renvoi et de contrôle.

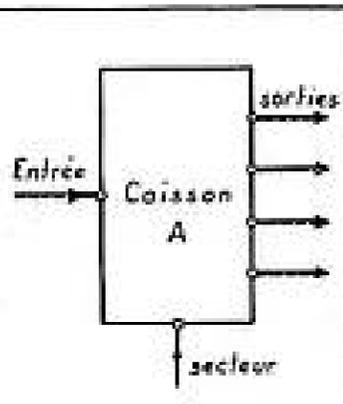
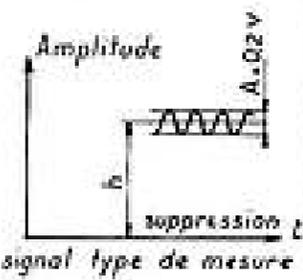
V. Conclusion.

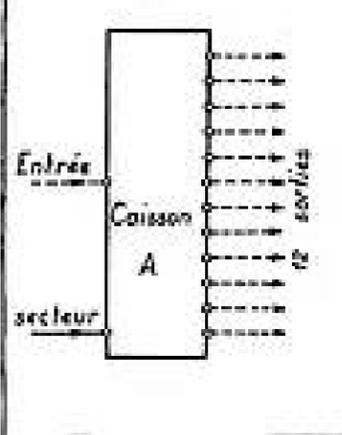
Cet ensemble constitue un fréquencemètre récepteur dont la précision n'est limitée que par celle de l'étalon fournissant les harmoniques de 10 kc/s. Comme récepteur ses performances sont très satisfaisantes, si l'on tient compte du fait que l'on ne dispose que de deux largeurs de bande, et la sensibilité et la sélectivité en B.E. sont telles que l'on peut mesurer facilement les signaux très brouillés et extrêmement faibles.

Par rapport au fréquencemètre « 2737 OC », il présente un inconvénient dans la faible gamme couverte par la 3^e F.I. ce qui oblige à changer de

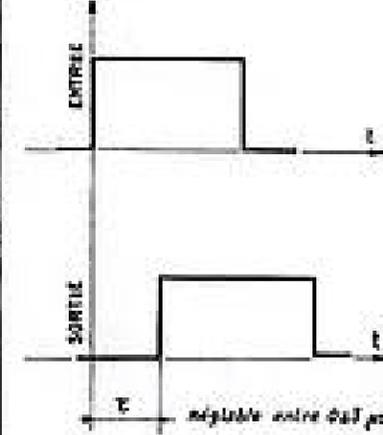
quartz de 3^e changement de fréquence chaque fois que l'on change de dizaine de kc/s. En revanche on a beaucoup moins souvent à changer de gamme H.F. D'autre part la manœuvre suit un schéma logique tellement simple qu'il suffit de deux ou trois manipulations pour être entièrement familiarisé avec l'appareil. La rapidité est du même ordre que celle du « 2737 OC » mais s'obtient avec beaucoup moins d'entraînement.

Pour terminer je tiens à rendre hommage au soin qu'a apporté à cette réalisation le personnel technique du Centre de Mesures, sous la direction de M. LEMAITRE ainsi que le personnel de l'atelier de NOISEAU.

SPÉCIFICATION R. T. F.	DISTRIBUTEUR VIDEO A 4 DIRECTIONS	S.N. 131 F Extrait
FONCTION Le distributeur vidéo transmet et délivre sur 4 sorties le signal entrant qui peut être l'un quelconque des signaux suivants: signaux d'image simples ou complètes, signaux de base.		
PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type A.		
	CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES. Le distributeur reçoit un signal et le distribue sur 4 sorties. La polarité du signal est conservée dans la transmission.	
CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES. Gain. — réglable manuellement entre + 6 dB et - 4 dB minimum. Tension d'entrée admissible. $0,5 \text{ V} \leq V_{\text{entrée}} \leq 1,5 \text{ V}$ crête à crête. Tension de sortie maximum. $1,5 \text{ V}$ crête à crête.		
RÉPONSE AMPLITUDE — AMPLITUDE. Signal de mesure. — Signal de gris variable (%) modulé à 0,2 V constant. On observe en sortie l'amplitude A du signal modulé.		
	CONDITIONS. 1° Sur le signal vidéo complet. pour $0,1 \text{ V} \leq h \leq 0,6 \text{ V}$, $A \geq 0,9 \text{ A max.}$ pour $0,6 \text{ V} \leq h \leq 1,1 \text{ V}$, $A \geq 0,8 \text{ A max.}$ 2° Sur signal d'image sans synchro. pour $0,1 \text{ V} \leq h \leq 0,9 \text{ V}$, $A \geq 0,9 \text{ A max.}$ pour $0,9 \text{ V} \leq h \leq 1,4 \text{ V}$, $A \geq 0,8 \text{ A max.}$	

SPÉCIFICATION R. T. F.	DISTRIBUTEUR DE SIGNAUX DE BASE	S.N. 132 B Extrait
FONCTION. Le distributeur transmet et délivre sur 12 sorties le signal entrant qui peut être l'un quelconque des 3 signaux de base.		
PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type A.		
	CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES. Le distributeur reçoit le signal sur une entrée et le distribue sur 12 sorties. La polarité du signal est conservée dans la transmission.	
CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES. Gain. — réglable manuellement entre + 6 dB et - 3 dB. Tension d'entrée admissible. $0,5 \text{ V} \leq V_{\text{e}} \leq 1,5 \text{ V}$. Tension de sortie nominale. — 1 V. Tension de sortie maximum. — 1,2 V.		
RÉPONSE TRANSITOIRE. DÉGRADATIONS DES FRONTS RAIDES. Signal d'entrée. — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V. Temps d'établissement: τ_1 tel que $65 \text{ nps} \leq \tau_1 \leq 75 \text{ nps}$. Rapport de suroscillation: $S_1 \leq 0,05$. En sortie. — Temps d'établissement: $\tau_2 = 5 \text{ nps} \leq \tau_2 \leq \tau_3 = 5 \text{ nps}$. Rapport de suroscillation: $S_2 \leq 0,05$.		
RÉPONSE AUX FRÉQUENCES BASSES. Signal d'entrée: Signal carré à 50 cps. En sortie: Déviation $\leq 5\%$.		
STABILITÉ DU GAIN G Dans tous les cas d'utilisation $G \geq 0,95 G_{\text{max}}$.		

SPÉCIFICATION R. T. F.	DISTRIBUTEUR DÉPHASEUR DE SIGNAUX DE BASE	S.N. 123 B Extrait
FONCTION Le distributeur déphaseur transmet et déforme sur 8 sorties le signal entrant qui peut être l'un quelconque des 3 signaux de base, après avoir amélioré la forme du signal et introduit un retard déterminé réglable.		
PRÉSENTATION MÉCANIQUE Un caisson type A.		
CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES Le distributeur reçoit le signal sur une entrée et le distribue sur 8 sorties, la polarité étant conservée. Le signal sera corrigé des imperfections dues à la transmission sur un câble souple type 75 M. D., non corrigé dont la longueur peut atteindre 100 m. Un retard réglable entre le minimum possible et 3 µs par bonds de 0,1 µs, sera introduit sur le signal entre entrée et sortie.		
CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES Caractéristiques identiques à celles du distributeur S.N. 123B.		
RÉPONSE TRANSITOIRE DÉGRADATION DES FRONTS RAIDES. Signal d'entrée : Signal rectangulaire d'amplitude 1 V. Temps d'établissement : déterminé par Rapport de sur-oscillation : 100 m de câble. En sortie : Temps d'établissement : 65 µs t_1 - 75 µs t_2 Rapport de sur-oscillation : $S_1 < 0,05$		
RÉPONSE AUX FRÉQUENCES BASSES Signal d'entrée : Signal carré à 50 c/s En sortie : Déviation <math>< 5\%</math>		
STABILITÉ DU GAIN G Dans tous les cas d'utilisation $G = 0,99 G_{max}$.		



STABILITÉ DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Dans les conditions de l'essai précédent sur signal vidéo, l'amplitude S du signal de synchro conserve la valeur :

$S = 0,30 \pm 0,02$ V pour $0,1$ V U $0,4$ V.
 $S = 0,30 \pm 0,02$ V pour $0,4$ V U $1,1$ V.

RÉPONSE AMPLITUDE - FRÉQUENCE

Signal de mesure.
Condition : Gain = Tolérance par rapport à la valeur à 1 Mc/s : ± 1 dB entre 1 000 c/s et 12 Mc/s.

RÉPONSE TRANSITOIRE
Dégradations des fronts raides.
Signal d'entrée : Signal rectangulaire d'amplitude 1 V.
Temps d'établissement : t_1 tel que
65 µs t_1 - 75 µs t_2
Rapport de sur-oscillation : $S_1 < 0,05$
En sortie : Temps d'établissement : $t_1 - 5 \mu s < t_2 < t_1 + 5 \mu s$
Rapport de sur-oscillation : $S_1 < 0,05$

RÉPONSE AUX FRÉQUENCES BASSES
Signal d'entrée : Signal carré à 50 c/s
En sortie : déviation <math>< 5\%</math>

STABILITÉ DU GAIN G
Dans tous les cas d'utilisation $G = 0,99 G_{max}$.

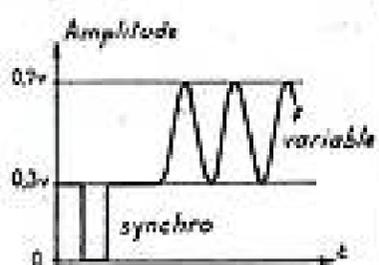
SPÉCIFICATION R. T. F.	COMMUTATEUR DE MÉLANGE D'IMAGE	S.H. 332 C Extrait 1
<p>FONCTION. — Le commutateur de mélange assure en fonction principale la commutation par tout ou rien ou par mélange progressif des signaux d'image pour le montage du programme. Il comprend 4 entrées pour signaux d'image sans synchronisation et 2 entrées secondaires pour signaux complets en synchronisation libre.</p> <p>PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Le commutateur comprend deux éléments réunis entre eux par câbles.</p> <ul style="list-style-type: none"> — Un caisson type D comportant les organes techniques de commutation. — Une platine de commande, rassemblant les organes de commande des commutations, à fixer sur un meuble pupitre. <p>Les dimensions hors tout de cette platine sont précisées sur la figure ci-contre qui donne également la disposition des organes de commande.</p>		

SPÉCIFICATION R. T. F.	COMMUTATEUR DE MÉLANGE D'IMAGE	S.H. 332 C Extrait 2				
<p>SCHEMA DE LIAISON.</p>						
<p>Retard à la transmission minimum. Le signal de synchro présente par rapport au signal de suppression des signaux d'image principaux, un retard de l'ordre de 0,75 μs.</p>						
<p>CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES LIAISONS VIDEO</p> <div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 45%;"> </div> <div style="width: 50%;"> <p>Gain = 0 ± 1 dB réglable sur chaque entrée par potentiomètre.</p> <p>Réponse amplitude = Amplitude.</p> <p>Signal de mesure. — Signal de gris variable (h) modulé à 0,2 V constant. Signal simple sur les entrées principales. Signal complet sur les entrées secondaires.</p> <p>On mesure en sortie l'amplitude A du signal modulant.</p> </div> </div>						
<p>Condition.</p> <table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; border: none;"> <p>1° SORTIE DU SIGNAL VIDEO COMPLET.</p> <p>pour 0,1 V < h < 0,8 V, pour 0,8 V < h < 1,1 V.</p> </td> <td style="width: 50%; border: none; vertical-align: top;"> <p>A ≥ 0,9 A max. A ≥ 0,8 A max.</p> </td> </tr> <tr> <td style="border: none;"> <p>2° SORTIE DU SIGNAL D'IMAGE SIMPLE</p> <p>pour 0,1 V < h < 0,9 V pour 0,9 V < h < 1,4 V</p> </td> <td style="border: none; vertical-align: top;"> <p>A ≥ 0,9 A max. A ≥ 0,8 A max.</p> </td> </tr> </table>			<p>1° SORTIE DU SIGNAL VIDEO COMPLET.</p> <p>pour 0,1 V < h < 0,8 V, pour 0,8 V < h < 1,1 V.</p>	<p>A ≥ 0,9 A max. A ≥ 0,8 A max.</p>	<p>2° SORTIE DU SIGNAL D'IMAGE SIMPLE</p> <p>pour 0,1 V < h < 0,9 V pour 0,9 V < h < 1,4 V</p>	<p>A ≥ 0,9 A max. A ≥ 0,8 A max.</p>
<p>1° SORTIE DU SIGNAL VIDEO COMPLET.</p> <p>pour 0,1 V < h < 0,8 V, pour 0,8 V < h < 1,1 V.</p>	<p>A ≥ 0,9 A max. A ≥ 0,8 A max.</p>					
<p>2° SORTIE DU SIGNAL D'IMAGE SIMPLE</p> <p>pour 0,1 V < h < 0,9 V pour 0,9 V < h < 1,4 V</p>	<p>A ≥ 0,9 A max. A ≥ 0,8 A max.</p>					

Stabilité des signaux de synchronisation. Pour un signal de synchro à l'entrée d'amplitude constante et pour h variable dans les limites précédentes, l'amplitude S du signal de synchro en sortie aura pour valeur :

$$S = 0,10 \pm 0,02 \text{ V pour } 0,1 \text{ V} < h < 0,6 \text{ V}$$

$$S = 0,10 \pm 0,05 \text{ V pour } 0,6 \text{ V} < h < 1,1 \text{ V}$$



Réponse amplitude - fréquence.

Condition. — Gain : tolérance par rapport à la valeur à 1 Mc/s : ± 1 dB entre 1 000 c/s et 12 Mc/s.

Dégradation des fronts raides.

SIGNAL D'ENTREE. — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V. Temps d'établissement t_r tel que $65 \text{ nps} < t_r < 75 \text{ nps}$. Rapport de sur-oscillation $s_r < 0,02$.

SIGNAL DE SORTIE. — Temps d'établissement $t_s = 5 \text{ nps} < t_s < t_r + 5 \text{ nps}$.

Temps de reboisement : $t_r = 0,05$.

Réponse aux fréquences basses.

Signal d'entrée : signal carré à 50 c/s

En sortie : Déformation $< 5 \%$.

Stabilité du gain. — Dans tous les cas d'utilisation, $G > 0,95 G_{\text{max}}$.

Diaphonie entre voies. — Sur une voie entrée en préparation non commutée sur la sortie, on applique le signal de la voie S.N. 851 et sur une autre entrée en transmission on applique un signal de gris uniforme réglable.

Sur l'image de sortie la mire doit rester imperceptible.

Condition de commutation. — Le procédé de commutation est libre.

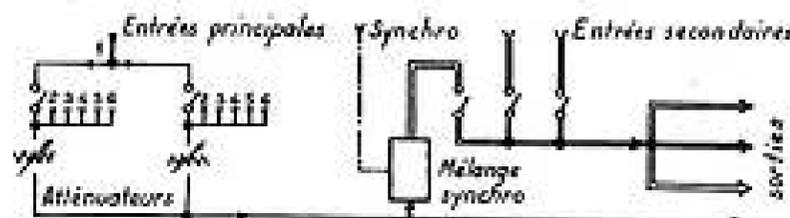
La commutation par tout ou rien des voies principales sera aussi rapide que possible sans perturbation visible de l'image.

La commutation des voies secondaires, sans perturbation sur l'image, pourra se faire en un temps plus long, par passage rapide au noir.

La loi de variation des atténuateurs en fonction du déplacement de la poignée sera linéaire avec extinction plus rapide en fin de course.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT. — Le commutateur comprend 4 entrées principales pour signaux d'image qui sont répartis en deux voies sur lesquelles ils sont commutés par tout ou rien. Chaque voie est contrôlée par un atténuateur variable et les deux voies sont mises en parallèle. Le signal d'image ainsi sélectionné aboutit : d'une part à une sortie d'atténuation et d'autre part à un étage où il reçoit le signal de synchronisation le transformant en signal complexe.

Ce signal vidéo et deux signaux vidéo provenant de 2 entrées secondaires sont commutés par tout ou rien sur une voie commune qui distribue le signal sur 3 sorties. Dans cette commutation, les signaux peuvent avoir des retards relatifs quelconques.



DISPOSITIONS DIVERSES. — Toutes les commutations des signaux vidéo se font dans le caisson. Elles sont commandées du pupitre par circuits à courant continu (ou B.F.).

Les commandes se font par boutons poussoirs, un seul bouton de chaque voie restant enclenché, les manœuvres sont contrôlées par des voyants lumineux allumés à l'enclenchement (signalisation sous 48 V).

Les atténuateurs variables sont commandés par leviers à course linéaire, la position sur l'avant correspond à la transmission non atténuée.

Toutes les commandes, à l'exception des atténuateurs variables, sont doublées par des boutons ou clés sur la face avant du caisson.

Un contact de travail est prévu en réserve sur chacun des boutons poussoirs des deux voies principales. Le circuit est renvoyé en prise multibroche sur la platine.

SPÉCIFICATION R. T. F.	COMMUTATEUR DE MÉLANGE RÉSEAU D'ORDRES DES CAMÉRAS	S.N. 332 C Extrait
<p>Le pupitre de mélange constitue le poste principal de commande pour les ordres d'exploitation donnés aux sources des signaux d'images (caméras, voix télécinéma, etc.) à la disposition de l'opérateur de mélange (réalisateur).</p> <p>SIGNALISATION.</p> <p>La commutation sur la sortie d'un signal entrant sur les 6 entrées principales entraîne la mise sous tension d'une ligne allumant les lampes de signalisation des organes-sources.</p> <p>ORDRES.</p> <p>Schéma unifilaire de principe du réseau d'ordres des sources.</p>		

SPÉCIFICATION R. T. F.	PRÉSÉLECTEUR D'IMAGE	S.N. 334 A Extrait
<p>FONCTION. — Le présélecteur assure la commutation de 6 signaux d'image sur 3 voies de sortie. La commutation des signalisations accompagne la commutation des images. Chaque des 3 voies de sortie comporte deux sorties coaxiales dont l'une est plus spécialement réservée au contrôle de l'image.</p> <p>PRÉSENTATION. — Le présélecteur comprend deux éléments réunis entre eux par un câble. Un caisson comportant les organes techniques des commutations des images (caisson type B) Une platine de commande rassemblant les organes de commande qui assurent également les commutations de signalisation. Cette platine est destinée à prendre place sur un pupitre. Ses caractéristiques d'emballement sont identiques à celles du commutateur de mélange (S.N. 332) à la largeur près ramené de 610 mm à 320 mm.</p>		
SCHEMA DES LIAISONS		DISPOSITION DES ELEMENTS SUR LA PLATINE

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Commutation. — La commande du prismelecteur s'opère par boutons poussoirs à enclenchement. Les boutons sont doublés d'un voyant lumineux.

La commutation des signaux s'opère sur des images ne passant pas en émission, un léger parasite de commutation est toléré. La commutation peut être effectuée par relais mécaniques.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Gain. — 0 ± 1 dB

Réponse amplitude - amplitude. — Sur signal d'image simple, dans les mêmes conditions que pour le commutateur de mélange (S.N. 232).

Pour $0,1 \text{ V} < b < 0,9 \text{ V}$,

$A > 0,9 A_{\text{max}}$

Pour $0,9 \text{ V} < b < 1,4 \text{ V}$

$A > 0,8 A_{\text{max}}$

Réponse amplitude - fréquence.

Gain; Tolérance par rapport à la valeur à 1 Mc , ± 1 dB de 1000 c/s à 12 Mc .

Régime transitoire. — **SIGNAL D'ENTRÉE.** — Signal rectangulaire d'amplitude 1 V . Temps d'établissement τ_1 compris entre 65 et 75 μs .

SIGNAL DE SORTIE. — Temps d'établissement tel que $\tau_2 - 5 \mu\text{s} < \tau_2 < \tau_2 + 5 \mu\text{s}$.

Rapport de sur-oscillation $S_1 < 0,05$.

Réponse aux signaux carrés à 50 c/s.

En sortie - Dérivation $\leq 5 \%$

Stabilité du gain. — Dans tous les cas d'utilisation $G > 0,95 G_{\text{max}}$

Diaphonie entre voie. Sur une entrée en préparation non commutée sur une sortie, on applique le signal de la voie S.N. 231 et sur une autre entrée, commutée sur une sortie, on applique un signal de gris uniforme réglable.

Sur l'image prise en sortie, le gris doit rester imperceptible.

CARACTÉRISTIQUES.

La platine de mélange porte les clés de sélection à 3 positions (repos au centre, travail à retour vers l'avant, travail à enclenchement vers l'arrière). Une clé est commune à toutes les sources.

Le poste d'ordres comprend à volonté :

- un micro sur pied et un haut parleur extérieur ;
- un combiné micro-casque.

Le circuit d'ordres au repos sert à l'écoute d'une modulation extérieure distribuée en local et vers les caméras.

Des atténuateurs permettent le réglage des niveaux d'écoute.

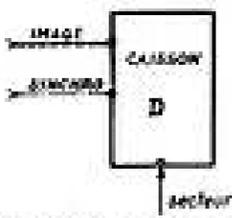
Caractéristiques du signal d'ordres entre organes :

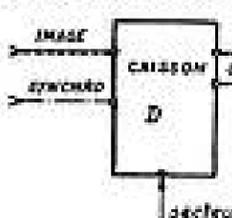
1° Source d'ordres vers les caméras : amplificateur d'impédance interne très faible alimentant en parallèle 1 à 6 lignes d'impédance 200 ohms . Niveau compris entre 0,5 et 1 V eB.

2° Impédance d'entrée sur le circuit de modulation annexé : 200Ω . Niveau d'entrée $+ 12$ dB. Distribution de ce signal au niveau 0 dB ou $- 10$ dB (atténuateur).

Les liaisons sont du type 4 fils.

Qualité au moins égale à la qualité téléphonique compte tenu d'une écoute possible sur haut parleur.

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO MODÈLE MOYEN	S.N. B14 C Extrait
<p>FONCTION. — Le récepteur traduit le signal video fréquence en image sur tube de 25 cm, le format de l'image étant au minimum de 13,5 x 18 cm.</p>		
<p>PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.</p>		
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 30%;">  </div> <div style="width: 65%;"> <p>CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.</p> <p>Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image le signal avec ou sans signaux de synchronisation. Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.</p> </div> </div>		
<p>CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES</p> <p>NIVEAU D'ENTRÉE. — Un réglage de gain permettra de conserver une image normale (50 lits. environ pour les blancs) pour une tension d'entrée comprise entre 0,5 et 1,5 V.</p> <p>ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Sur le tube de réception le niveau de suppression est aligné. La tension d'alignement ne variera pas de plus de 10 % quelle que soit l'image.</p> <p>RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE DE L'AMPLI VIDEO.</p> <p>Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc/s :</p> <ul style="list-style-type: none"> ± 1 dB de 1 000 c/s à 10 Mc/s. ± 3 dB de 10 Mc/s à 12 Mc/s. <p>Taux de sur-oscillation < 10% sur les fronts raides de signaux types.</p> <p>RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s.</p> <p>Dérivellation des paliers < 10 %.</p> <p>MIRE DE DÉFINITION.</p> <p>Mire verticale : Mire 800 au centre ; mire 600 aux angles.</p> <p>BALAYAGE. — Mire de géométrie :</p> <ul style="list-style-type: none"> Distorsion sur les carrés : ± 4 % Distorsion de cadre : < 2 % de la diagonale. <p>ENTRELACEMENT. — La mire horizontale 500 sera distinguée.</p> <p>OSCILLATIONS DES BORDS VERTICAUX. — Ecart maximum par rapport à la valeur moyenne : ± 0,4 % de la diagonale de l'image.</p> <p>AMPLITUDE DE BALAYAGE. — Réglable dans les 2 sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.</p> <p>CADRAGE. — Réglable dans les 2 sens jusqu'à ± 10 % de la valeur normale.</p>		

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO INTERMÉDIAIRE	S.N. B14 C Extrait
<p>FONCTION. — Le récepteur traduit le signal video-fréquence :</p> <ul style="list-style-type: none"> — d'une part en image, le format de l'image étant au minimum de 13,5 x 18 cm, — d'autre part en profil sur tube oscilloscope. <p>Un distributeur délivre le signal entrant sur deux sorties d'utilisation.</p>		
<p>PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.</p>		
<div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 30%;">  </div> <div style="width: 65%;"> <p>CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.</p> <p>Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image le signal avec ou sans signaux de synchronisation. Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.</p> </div> </div>		
<p>CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU RÉCEPTEUR IMAGE.</p> <p>NIVEAU D'ENTRÉE. — Un réglage de gain permettra de conserver une image normale (50 lits. environ pour les blancs) pour une tension d'entrée comprise entre 0,5 et 1,5 V.</p> <p>ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Sur le tube de réception le niveau de suppression est aligné. La tension d'alignement ne variera pas de plus de 10 % quelle que soit l'image.</p> <p>RÉPONSE AMPLITUDE - FRÉQUENCE DE L'AMPLI VIDEO.</p> <p>Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc/s :</p> <ul style="list-style-type: none"> ± 1 dB de 1 000 c/s à 10 Mc/s ; ± 3 dB de 10 Mc/s à 12 Mc/s. <p>Taux de sur-oscillation < 10% sur les fronts raides des signaux types.</p> <p>RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s. — Dérivellation des paliers < 10 %.</p> <p>MIRE DE DÉFINITION. — Mire verticale : Mire 800 au centre, mire 600 aux angles.</p> <p>BALAYAGE. — Mire de géométrie. — Distorsion sur les carrés < ± 4 % Distorsion de cadre < 2 % de la diagonale.</p> <p>Entrelacement. — La mire horizontale 500 sera distinguée.</p> <p>Oscillations des bords verticaux. — Ecart maximum par rapport à la position moyenne : ± 0,4 % de la diagonale de l'image.</p>		

Amplitude de balayage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm 10\%$ de la valeur normale.

Cadrage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm 10\%$ de la valeur normale.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'OSCILLOSCOPE.

Oscillogramme. — Dimensions minima 50 x 50 mm. Repérage par ligne des niveaux 0 (fond de synchronie), 1 (suppression) et 1 (blanc).

Gain. — Le rapport $r = \frac{\text{tension d'entrée } V}{\text{déviaton du spot } d}$ doit être tel que $r \geq 0,85 r_{\text{max}}$ pour $0,5 \leq V \leq 1,2$ Volt. Un réglage de gain est prévu.

Eclairement. — Un inverseur permet de substituer au signal d'entrée, un signal à 50 x 5 d'amplitude $l \pm 0,05$ Volt.

Réponse amplitude - fréquence. — Tolérance de réponse par rapport à 1 Mc/s :

± 1 dB entre 1 000 c/s et 3,5 Mc/s.

± 3 dB entre 3,5 Mc/s et 5 Mc/s.

Taux de sur-oscillation $\leq 10\%$ sur les signaux types.

Réponse aux signaux carrés à 50 c/s. — Distorsion des plateaux $\leq 5\%$.

Alignement. — Le fond des signaux est aligné et un réglage permet d'amener le niveau correspondant sur la ligne repère. Le niveau ne variera pas de plus de 10% de l'élongation maximum quelle que soit l'image.

Balayage. — fréquence 25 c/s et 10 237 c/s.

Amplitude réglable entre $\pm 10\%$ de la largeur de l'oscillogramme.

Linéarité. — Entre traits correspondants à des données égales, l'écart entre distances sur l'oscillogramme est inférieur ou égal à 15% de la distance moyenne.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU DISTRIBUTEUR.

Gain. — réglable manuellement, égal au maximum ± 6 dB.

Tension de sortie maximum 1,2 V.

Pour les autres caractéristiques, les performances sont semblables à celles d'un distributeur à 4 directions S.N. 121 compte tenu de la limitation à 1,2 V de la tension de sortie maximum.

SPÉCIFICATION
R. T. F.

RÉCEPTEUR VIDÉO GRAND MODÈLE

S.N. 813 B
Extrait

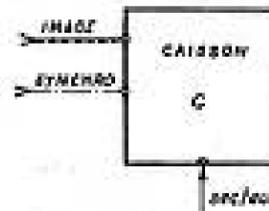
FONCTION.

Le récepteur traduit le signal vidéo-fréquence en image sur tube dia de 43 cm, le format de l'image étant au minimum de 21 x 18 cm.

PRÉSENTATION MÉCANIQUE.

Un caisson type C.

CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.



Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image, le signal avec ou sans signaux de synchronisation. Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

NIVEAU D'ENTRÉE. — Comme S.N. 811

ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Comme S.N. 811

RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE DE L'AMPLI. VIDÉO.

Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc/s.

± 1 dB de 1 000 c/s à 8 Mc/s ;

± 1 à -3 dB de 8 Mc/s à 10 Mc/s.

Taux de sur-oscillation $\leq 10\%$ sur les fronts raides de signaux types.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s. — Comme S.N. 811

MISE DE DÉFINITION. — Comme S.N. 811

BALAYAGE.

Mise de géométrie. — Distorsion sur les carrés $\leq 1,5\%$

Distorsion de cadre $\leq 3\%$ de la diagonale.

Entrelacement. — La mire horizontale 500 sera distinguée.

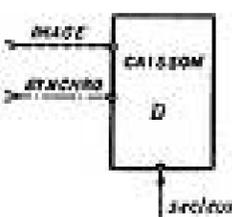
Ondulations fixes (synchrone) sur les bords de l'image — Écart maximum par rapport à la position moyenne, comparé à la longueur de la diagonale de l'image :

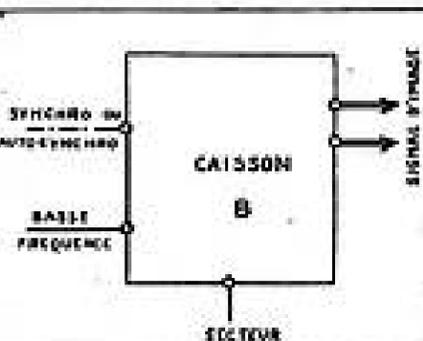
Sur les bords verticaux $\pm 1\%$

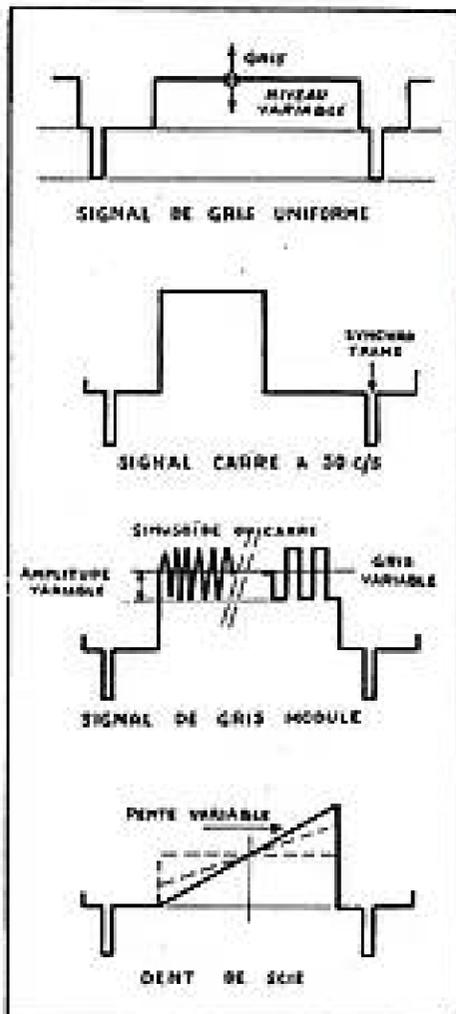
Sur les bords horizontaux $\pm 0,5\%$

Amplitude de balayage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm 10\%$ de la valeur normale.

Cadrage. — Réglable dans les 2 sens jusqu'à $\pm 10\%$ de la valeur normale.

SPÉCIFICATION R. T. F.	RÉCEPTEUR VIDEO IMAGE-PROFIL	S.M. 815 A Extrait
<p>FONCTION. — Le récepteur traduit le signal video fréquence</p> <ul style="list-style-type: none"> — d'une part en image, le format de l'image étant au minimum de 13,5 x 18 cm ; — d'autre part en profil sur tube oscilloscope. 		
<p>PRÉSENTATION MÉCANIQUE. — Un caisson type D.</p>		
<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="flex: 1;">  </div> <div style="flex: 2;"> <p>CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.</p> <p>Le récepteur reçoit à volonté sur son entrée d'image le signal avec ou sans signaux de synchronisation. Dans ce dernier cas, la synchronisation est obtenue par un signal de synchronisation extérieur.</p> </div> </div>		
<p>CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DU RÉCEPTEUR IMAGE.</p> <p>NIVEAU D'ENTRÉE. — Un réglage de gain permettra de conserver une image normale (50 lics environ pour les blancs) pour une tension d'entrée comprise entre 0,5 et 1,5 V.</p> <p>ALIGNEMENT DU SIGNAL. — Sur le tube de réception le niveau de suppression est aligné. La tension d'alignement ne variera pas de plus de 10 % quelle que soit l'image.</p> <p>RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE DE L'AMPLI VIDEO.</p> <p>Tolérance par rapport à la réponse à 1 Mc/s :</p> <ul style="list-style-type: none"> + 1 dB de 1 000 c/s à 10 Mc/s. - 3 dB de 10 Mc/s à 13 Mc/s. <p>Taux de surmodulation < 10% sur les fronts raides de signaux types.</p> <p>RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s.</p> <p>Dérivation des paliers < 10 %</p> <p>MISE DE DÉFINITION. — Mise verticale : Mise 800 au centre - 600 aux angles.</p> <p>BALAYAGE. — Mise de géométrie. — Dérivation sur les carrés <math>\pm 6\%</math> Dérivation de cadre <math>\pm 2\%</math> de la diagonale.</p> <p>Entrecroisement. — La mise horizontale 500 sera déviée.</p> <p>Oscillations des bords verticaux. — Écart maximum par rapport à la position moyenne : <math>\pm 0,4\%</math> de la diagonale de l'image.</p>		

SPÉCIFICATION R. T. F.	GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX TYPES	S.M. 931 B Extrait
<p>FONCTION. — Le générateur de signaux types fournit un signal d'image permettant certaines mesures sur les chaînes de télévision.</p> <p>L'appareil peut être synchronisé extérieurement mais peut fonctionner également en auto-synchronisation.</p>		
<p>PRÉSENTATION. — Un caisson type B.</p>		
<p>CARACTÉRISTIQUES EXTÉRIEURES.</p> <p>Le générateur fournit le signal d'image sur deux sorties :</p> <ul style="list-style-type: none"> En auto-synchronisation, la fréquence de ligne pourra être indépendante de la fréquence du secteur sur lequel les trames resteront synchronisées. La fréquence de ligne pourra être synchronisée par un signal de synchronisation extérieur. <p>Par une commutation, les signaux de base à fréquence de trame pourront être éliminés du signal.</p>		
<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="flex: 1;">  </div> <div style="flex: 2;"> <p>FORMES DES SIGNAUX TYPES (figure).</p> <ol style="list-style-type: none"> 1° Signal de gris uniforme à niveau réglable ; 2° Signal carré à 50 c/s ; 3° Signal de gris modulé à fréquence élevée. <p>Le signal H.F. sera soit un signal rectangulaire produit par l'appareil (100 kc/s environ) synchronisé sur un multiple de la fréquence ligne, soit un signal sinusoïdal fourni par un générateur extérieur à fréquence réglable de 50 c/s à 13 Mc/s.</p> 4° Signal en dent de scie à pente variable. </div> </div>		
<p>Niveau de sortie. — Réglage indépendant du signal de luminance et du signal de synchronisation.</p> <p>Signal de luminance : 0 à 1,5 V.</p>		



Signal de synchronisation 0 à 0,4 V, niveau maximum de sortie du signal complet : 1,5 V.

FORME DES SIGNAUX.

Signaux de base.

Tolérance sur les durées des signaux $\pm 5\%$ des durées normales (S.N. 041).
Taux de suroscillation $\leq 0,02$.

SIGNAUX DE LUMIÈRE.

Dérivellation du palier de gris $\leq 2\%$.
Dérivellation des paliers des signaux carrés à 50 c/s $\leq 3\%$.
Temps d'établissement des signaux rectangulaires à 100 c/s: $60 \leq t \leq 80$ μ s.
Taux de suroscillation des signaux rectangulaires $\leq 0,02$.

Amplitude de Balayage. — Réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm 10\%$ de la valeur normale.
Cadrage. — réglable dans les deux sens jusqu'à $\pm 10\%$ de la valeur normale.

ALIMENTATION T.H.T.

Tension $V \geq 0,9 V_{nom}$ pour un courant variant entre 10 et 100 μ A.
Capacité maximum de filtrage $\leq 10\ 000 \mu$ F.
Courant de court-circuit maximum ≤ 2 mA.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DE L'OSCILLOSCOPE.

OSCILLOGRAMME. — Dimensions minima 50 x 50 mm. — Repérage par ligne des niveaux 0 (fond de synchronie) 0,1 (suppression) et 1 (blanc).

GAIN. — Le rapport $r = \frac{\text{tension d'entrée } V}{\text{déviation du spot } d}$ doit être tel que $r \leq 0,85 r_{nom}$ pour $0,5 \text{ cV} \leq 1,3$ Volt.

Un réglage du gain est prévu.

ÉTALONNAGE. — Un inverseur permet de substituer au signal d'entrée un signal de 50 c/s d'amplitude $1 \pm 0,06$ Volt.

RÉPONSE AMPLITUDE-FRÉQUENCE. — Tolérance de réponse par rapport à 1 Mc/s :

± 1 dB entre 1 000 c/s et 3,5 Mc/s

± 3 dB entre 3,5 Mc/s et 5 Mc/s.

Taux de suroscillation $\leq 10\%$ sur les signaux typés.

RÉPONSE AUX SIGNAUX CARRÉS A 50 c/s. — Dérivellation des paliers $\leq 5\%$.

ALIGNEMENT. — Le fond des signaux est aligné et un réglage permet d'amener le niveau correspondant sur la ligne repère. Ce niveau ne variera pas de plus de 10% de l'élongation maximum quelle que soit l'image.

BALAYAGE. — Fréquence 25 c/s et 10 137 c/s.

Amplitude réglable entre $\pm 10\%$ de la largeur de l'oscillogramme.

Linéarité. — Entre traits correspondant à des durées égales, l'écart entre distances sur l'oscillogramme est inférieur ou égal à 15% de la distance moyenne.

VIE DE LA SOCIÉTÉ

PÉRIODE DU 20 MARS AU 2 JUIN 1956

CONGRÈS INTERNATIONAL « TUBES HYPERFRÉQUENCES »

Paris, du 19 mai au 2 juin 1956

Le Congrès International « Tubes Hyperfréquences » placé sous le haut patronage de M. LONGCHAMRON, Président de la Commission Supérieure à la Recherche Scientifique et au Progrès Technique, s'est tenu à Paris du mardi 29 mai au samedi 2 juin 1956, au Conservatoire National des Arts et Métiers à Paris, 292, rue Saint-Martin.

Son Comité d'Honneur était présidé par Monsieur le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences. Ses Vice-Présidents étaient : M. DEBIESSE, Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, Président de la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide, et M. REGAL, Ingénieur Général des Télécommunications, Président de la Société des Radioélectriciens.

Ce Congrès placé sous la présidence de M. WARNECKE, Docteur ès Sciences, Président de la section « Hyperfréquences » de la Société des Radioélectriciens, Membre d'Honneur de la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide, a été organisé par :

LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
et la
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES INGÉNIEURS
ET TECHNICIENS DU VIDE

Le Congrès réunit un grand nombre de participants tant Français qu'étrangers, près de 600 inscriptions furent recueillies.

De nombreuses personnalités étrangères appartenant à 20 Nations participèrent à ce Congrès.

Parmi les pays étrangers représentés on peut citer :

La République Démocratique Allemande, la République Fédérale Allemande, l'Angleterre, l'Autriche, la Belgique, le Brésil, le Canada, la Hollande, la Hongrie, le Japon, les Indes, l'Italie, la Pologne, la Suède, la Suisse, la Tchécoslovaquie, l'U. R. S. S., les U. S. A., la Yougoslavie.

Les Congressistes ont été reçus à l'Hôtel de Ville par M. de VERRICOURT, Vice-Président du Conseil Municipal de Paris, le 29 mai à 17 heures.

Enfin, le banquet du Congrès réunit environ 260 congressistes le 2 juin à l'Ermitage à Robinson.

Autour de la table d'honneur présidée par M. R. WARNECKE avaient pris place diverses personnalités tant françaises qu'étrangères.

Le programme du Congrès comportait à la fois des communications et une exposition de matériel.



La séance inaugurale : dans l'amphithéâtre Painlevé, au Conservatoire National des Arts et Métiers



A gauche : Séance inaugurale, M. LONGCHAMBRON prononçant son discours entouré de M. le Prince de BROGLIE, M. R. WARNECKE, M. R. RIGAL, M. DENTESSÉ.
au centre : Séance inaugurale, M. le Prince Louis de BROGLIE prononçant son discours, on reconnaît à sa gauche M. LONGCHAMBRON.
A droite : « L'Onde Électrique » était présente au congrès

Congrès.

Environ 180 communications furent présentées sur les principaux sujets suivants :

Diodes et lampes à grille de commande,
 Magnétrons,
 Tubes à modulation de vitesse,
 Tubes à propagations d'ondes,
 Tubes de conceptions diverses,
 Accélérateurs linéaires,
 Génération d'ondes par rayonnement électronique direct,
 Optique et focalisation,

Décharge dans les gaz et tubes T. R.,
 Bruit,
 Appareillages de mesure,
 Technologie,
 Sujets divers.

Communications.

Les communications étaient réparties dans les amphithéâtres Painlevé A, V, Z et Y du Conservatoire des Arts et Métiers obligamment mis à la disposition du Congrès par son Directeur M. RACEY.

Le secrétariat général du Congrès



Le cocktail à la Tour Eiffel



Les résumés des communications avaient été réunis dans une brochure distribuée à tous les congressistes. Les textes complets paraîtront, partie dans *l'Onde Electrique* organe de la « Société des Radioélectriciens » et partie dans *Le Vide* organe de la « Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide ».

En outre, un recueil de toutes les communications en langue française et en langue anglaise ou allemande sera publié par le congrès.

Toutes les séances de travail, qui ont été très suivies, ont donné lieu à des discussions et demandes d'explications complémentaires montrant l'intérêt porté par les participants aux sujets exposés et aux projections qui les accompagnaient.

Ces communications ont permis de confronter largement les idées et des connaissances et de faire le point sur les différents tubes hyperfréquences (tubes à grille de commande, tubes à modulation de vitesse, tubes à propagation d'ondes, tubes T. R. etc..) et sur leurs applications aux radars, aux équipements de radionavigation aérienne, aux projectiles radioguidés, aux câbles hertziens, aux relais de télévision, aux organes utilisés dans la technique atomique, etc..). Elles ont permis de préciser et d'entrevoir de nouveaux et importants développements de tous ces tubes.

Les allocutions prononcées tant à la Séance Inaugurale, qu'à l'Hôtel de Ville de Paris et au Banquet, seront publiées dans un prochain numéro de *l'Onde Electrique*.

Exposition du matériel.

L'exposition de matériel se tenait dans un hall du Conservatoire National des Arts et Métiers.

On distinguait notamment les stands des constructeurs de tubes hyperfréquences tant français qu'étrangers et notamment ceux de la C. S. F.-S. F. R., de la C. F. T. H., des Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquées, de la Société Nationale de l'Outillage R. B. V. et de la R. I., de la Société Anonyme « LA RADIOTECHNIQUE » de la Société anglaise « STANDARD TELEPHONES AND CABLES L. T. D. » de la Société Japonaise « OKI-ELECTRIC INDUSTRY C^o L. T. D. (Tokyo) ».

Toutes ces sociétés présentaient des tubes de puissances diverses s'étendant dans une large gamme d'hyperfréquences (klystrons, magnétrons, tubes à ondes progressives, photodiodes, photo-multiplicateurs, triodes, tubes T. R., etc..).

Le C. N. E. T. présentait des tubes à ondes progressives avec des schémas des courbes caractéristiques.

En outre, plusieurs de ces sociétés ainsi que les Laboratoires R. DERVEAUX et la Société PHILIPS exposaient des appareils de mesure en hyperfréquences.

A citer également, parmi les exposants la Société des Hauts Fourneaux et Forges d'ALLEVARD (aimants de magnétrons et pièces polaires diverses, exécutés par frittage) et « MINITUBES » qui exposait des pièces décolletées et embouties de haute précision pour l'industrie électronique utilisées plus particulièrement dans la technique des hyperfréquences.



Vue de la table d'honneur au banquet du Congrès. On reconnaît, à droite de M. WARNECKE qui présidait le banquet : M. BOOT (Angl.), Mme VARIAN, M. RIGAL, Mme OSTALTSOVA (U.R.S.S.), M. FEDOROV (U.R.S.S.) ; à gauche, M. WEBER, (U.S.A.), Mme AISENSTEIN (Angl.), M. DERIESSÉ :



Le banquet : M. R. RIGAL, Président de la Société des Radioélectriciens prononçant son discours.